



This is a digital copy of a book that was preserved for generations on library shelves before it was carefully scanned by Google as part of a project to make the world's books discoverable online.

It has survived long enough for the copyright to expire and the book to enter the public domain. A public domain book is one that was never subject to copyright or whose legal copyright term has expired. Whether a book is in the public domain may vary country to country. Public domain books are our gateways to the past, representing a wealth of history, culture and knowledge that's often difficult to discover.

Marks, notations and other marginalia present in the original volume will appear in this file - a reminder of this book's long journey from the publisher to a library and finally to you.

### **Usage guidelines**

Google is proud to partner with libraries to digitize public domain materials and make them widely accessible. Public domain books belong to the public and we are merely their custodians. Nevertheless, this work is expensive, so in order to keep providing this resource, we have taken steps to prevent abuse by commercial parties, including placing technical restrictions on automated querying.

We also ask that you:

- + *Make non-commercial use of the files* We designed Google Book Search for use by individuals, and we request that you use these files for personal, non-commercial purposes.
- + *Refrain from automated querying* Do not send automated queries of any sort to Google's system: If you are conducting research on machine translation, optical character recognition or other areas where access to a large amount of text is helpful, please contact us. We encourage the use of public domain materials for these purposes and may be able to help.
- + *Maintain attribution* The Google "watermark" you see on each file is essential for informing people about this project and helping them find additional materials through Google Book Search. Please do not remove it.
- + *Keep it legal* Whatever your use, remember that you are responsible for ensuring that what you are doing is legal. Do not assume that just because we believe a book is in the public domain for users in the United States, that the work is also in the public domain for users in other countries. Whether a book is still in copyright varies from country to country, and we can't offer guidance on whether any specific use of any specific book is allowed. Please do not assume that a book's appearance in Google Book Search means it can be used in any manner anywhere in the world. Copyright infringement liability can be quite severe.

### **About Google Book Search**

Google's mission is to organize the world's information and to make it universally accessible and useful. Google Book Search helps readers discover the world's books while helping authors and publishers reach new audiences. You can search through the full text of this book on the web at <http://books.google.com/>



## Über dieses Buch

Dies ist ein digitales Exemplar eines Buches, das seit Generationen in den Regalen der Bibliotheken aufbewahrt wurde, bevor es von Google im Rahmen eines Projekts, mit dem die Bücher dieser Welt online verfügbar gemacht werden sollen, sorgfältig gescannt wurde.

Das Buch hat das Urheberrecht überdauert und kann nun öffentlich zugänglich gemacht werden. Ein öffentlich zugängliches Buch ist ein Buch, das niemals Urheberrechten unterlag oder bei dem die Schutzfrist des Urheberrechts abgelaufen ist. Ob ein Buch öffentlich zugänglich ist, kann von Land zu Land unterschiedlich sein. Öffentlich zugängliche Bücher sind unser Tor zur Vergangenheit und stellen ein geschichtliches, kulturelles und wissenschaftliches Vermögen dar, das häufig nur schwierig zu entdecken ist.

Gebrauchsspuren, Anmerkungen und andere Randbemerkungen, die im Originalband enthalten sind, finden sich auch in dieser Datei – eine Erinnerung an die lange Reise, die das Buch vom Verleger zu einer Bibliothek und weiter zu Ihnen hinter sich gebracht hat.

## Nutzungsrichtlinien

Google ist stolz, mit Bibliotheken in partnerschaftlicher Zusammenarbeit öffentlich zugängliches Material zu digitalisieren und einer breiten Masse zugänglich zu machen. Öffentlich zugängliche Bücher gehören der Öffentlichkeit, und wir sind nur ihre Hüter. Nichtsdestotrotz ist diese Arbeit kostspielig. Um diese Ressource weiterhin zur Verfügung stellen zu können, haben wir Schritte unternommen, um den Missbrauch durch kommerzielle Parteien zu verhindern. Dazu gehören technische Einschränkungen für automatisierte Abfragen.

Wir bitten Sie um Einhaltung folgender Richtlinien:

- + *Nutzung der Dateien zu nichtkommerziellen Zwecken* Wir haben Google Buchsuche für Endanwender konzipiert und möchten, dass Sie diese Dateien nur für persönliche, nichtkommerzielle Zwecke verwenden.
- + *Keine automatisierten Abfragen* Senden Sie keine automatisierten Abfragen irgendwelcher Art an das Google-System. Wenn Sie Recherchen über maschinelle Übersetzung, optische Zeichenerkennung oder andere Bereiche durchführen, in denen der Zugang zu Text in großen Mengen nützlich ist, wenden Sie sich bitte an uns. Wir fördern die Nutzung des öffentlich zugänglichen Materials für diese Zwecke und können Ihnen unter Umständen helfen.
- + *Beibehaltung von Google-Markenelementen* Das "Wasserzeichen" von Google, das Sie in jeder Datei finden, ist wichtig zur Information über dieses Projekt und hilft den Anwendern weiteres Material über Google Buchsuche zu finden. Bitte entfernen Sie das Wasserzeichen nicht.
- + *Bewegen Sie sich innerhalb der Legalität* Unabhängig von Ihrem Verwendungszweck müssen Sie sich Ihrer Verantwortung bewusst sein, sicherzustellen, dass Ihre Nutzung legal ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass ein Buch, das nach unserem Dafürhalten für Nutzer in den USA öffentlich zugänglich ist, auch für Nutzer in anderen Ländern öffentlich zugänglich ist. Ob ein Buch noch dem Urheberrecht unterliegt, ist von Land zu Land verschieden. Wir können keine Beratung leisten, ob eine bestimmte Nutzung eines bestimmten Buches gesetzlich zulässig ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass das Erscheinen eines Buchs in Google Buchsuche bedeutet, dass es in jeder Form und überall auf der Welt verwendet werden kann. Eine Urheberrechtsverletzung kann schwerwiegende Folgen haben.

## Über Google Buchsuche

Das Ziel von Google besteht darin, die weltweiten Informationen zu organisieren und allgemein nutzbar und zugänglich zu machen. Google Buchsuche hilft Lesern dabei, die Bücher dieser Welt zu entdecken, und unterstützt Autoren und Verleger dabei, neue Zielgruppen zu erreichen. Den gesamten Buchtext können Sie im Internet unter <http://books.google.com> durchsuchen.

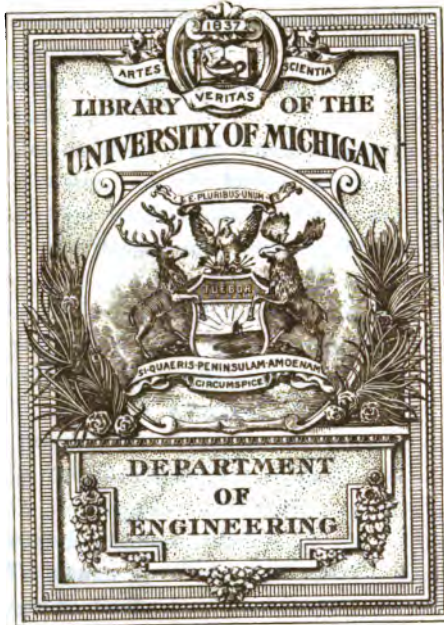
# ANKÜNDIGUNG.

Das unter dem Titel „Elektrotechnik in Einzeldarstellungen“ neu erscheinende Sammelwerk, dessen fünftes Bändchen: Die verschiedenen Druckarten

Dr.  
für  
nie  
einz  
sein

dürf  
Spez  
Han  
spie  
daft

ende  
dafs  
größ  
Ausl  
kurz  
wom  
rage  
als l



ersten  
Linie  
für Inge-  
und über  
richtet zu

idenen Be-  
angreichen  
h größeren  
ihrer Kost-  
uchteil des  
lich waren.  
d die voll-  
Umstand,  
welche zu  
t, für die  
für diese  
rbeiter ge-  
so hervor-  
enischke

- I. Heft: Benischke, Dr. G., Die Schutzvorrichtungen der Starkstrom-  
technik gegen atmosphärische Entladungen. Mit 43 Abbildungen.  
Preis geh. M. 1,20, geb. M. 1,60.
- II. Heft: Benischke, Dr. G., Der Parallelbetrieb von Wechselstrom-  
maschinen. Mit 43 Abbildungen. Preis geh. M. 1,20, geb. M. 1,60.
- III. Heft: Benischke, Dr. G., Die Grundgesetze der Wechselstrom-  
technik. Mit 113 Abbildungen. Preis geh. M. 3,60, geb. M. 4,20.
- IV. Heft: Michalke, Dr. Carl, Die vagabundierenden Ströme elek-  
trischer Bahnen. Mit 34 Abbild. Preis geh. M. 2,50, geb. M. 3.—

Braunschweig, im November 1904.

eweg und Sohn.

Engineering

Library

TK

2785

.B47

6. -



**ELEKTROTECHNIK**  
IN  
**EINZELDARSTELLUNGEN**

---

UNTER MITWIRKUNG HERVORRAGENDER FACHMÄNNER

HERAUSGEGEBEN VON

**DR. GUSTAV BENISCHKE**

-----  
**FÜNFTES HEFT**  
-----

**DIE ASYNCHRONEN DREHSTROMMOTOREN**  
IHRE  
WIRKUNGSWEISE, PRÜFUNG UND BERECHNUNG  
VON  
**DR. GUSTAV BENISCHKE**

MIT 2 FARBIGEN TAFELN UND 112 ABBILDUNGEN

---

**BRAUNSCHWEIG**  
DRUCK UND VERLAG VON FRIEDRICH VIEWEG UND SOHN  
1904

DIE ASYNCHRONEN  
DREHSTROMMOTOREN

IHRE



WIRKUNGSWEISE, PRÜFUNG UND  
BERECHNUNG

VON

DR. GUSTAV BENISCHKE  
CHEF-ELEKTRIKER

---

MIT 2 FARBIGEN TAFELN UND 112 ABBILDUNGEN

---

BRAUNSCHWEIG  
DRUCK UND VERLAG VON FRIEDRICH VIEWEG UND SOHN  
1904





---

**Alle Rechte, namentlich dasjenige der Übersetzung in fremde  
Sprachen, vorbehalten**

---

© Daniel

## V O R W O R T.

Entsprechend dem den „Einzeldarstellungen“ zu Grunde liegenden Plane wird in diesem Bändchen von den asynchronen Drehstrommotoren das für Studierende und Ingenieure Wissenswerte behandelt, ohne in eine Spezialisierung einzugehen. Aus dieser Absicht ergab sich die Einräumung eines breiteren Raumes für die Darstellung der Wirkungsweise und der Prüfung, während die umständliche Ableitung der Wicklungsfaktoren weggelassen wurde. Dies geschah aus der Erwägung, dafs auf tausend Ingenieure, die mit Drehstrommotoren zu thun haben, kaum einer kommt, der daran ein Interesse hat. Es wurden daher diese Faktoren einfach mitgeteilt (auf Seite 137). Für jene, die diese Ableitungen kennen lernen wollen, sei auf das Buch von B. de la Tour: „Moteur asynchrone“ (Paris 1902) oder von Heubach: „Der Drehstrommotor“ (Berlin 1903) verwiesen, obwohl die vielen Faktoren, die in dem letzteren Buche eingeführt sind, meine Zustimmung nicht finden können. Auf die Berechnungen wurde nur soweit eingegangen, als sie unter Umständen an Stelle einer aus irgend welchen Gründen nicht ausführbaren Prüfung notwendig werden können oder zur Umrechnung auf andere Typen erforderlich sind.

Recaz 1-14-42 M 22

Von der Vorausberechnung eines Motors ab ovo wurde der Vollständigkeit halber im letzten Kapitel nur der Gang angegeben, da überhaupt kaum jemand mehr in die Lage kommen dürfte, eine Vorausberechnung ohne irgend welche, aus anderen Motoren gewonnene Zahlen ausführen zu müssen. Und wenn ja, wird dies nur derjenige leisten können, der bereits über ausgedehnte Erfahrungen in der Prüfung und Berechnung verfügt. Durch Lehrbücher oder mündlichen Unterricht läßt sich das nicht erreichen.

Berlin, im Oktober 1904.

**Dr. G. Benischke.**

# INHALTSVERZEICHNIS.

	Seite
<b>Einleitung</b> . . . . .	1
1. Grundgesetze . . . . .	1
<b>Die Wirkungsweise der asynchronen Drehstrommotoren</b> . . . . .	2
2. Begriff des magnetischen Drehfeldes . . . . .	3
3. Dreiphasiges Drehfeld . . . . .	6
4. Mehrpolige Motoren, Umlaufzahl . . . . .	10
5. Wirkungsweise eines Drehstrommotors . . . . .	11
6. Periodenzahl des Läuferstromes und Schlüpfung . . . . .	13
7. Drehmoment und Schlüpfung . . . . .	15
8. Größstes Drehmoment eines Motors . . . . .	18
9. Anlaufdrehmoment . . . . .	25
10. Ungleichmäßiges Drehmoment . . . . .	30
11. Drehmoment infolge von Wirbelströmen und Hysteresis . . . . .	32
12. Leistung und Wirkungsgrad . . . . .	33
13. Kurzschlussläufer . . . . .	39
14. Die wichtigsten Wickelungsarten für Ständer- und Schleifringläufer . . . . .	42
<b>Das Kreisdiagramm</b> . . . . .	57
15. Der asynchrone Motor als Transformator . . . . .	57
16. Das Diagramm des induktionsfrei belasteten Transformators . . . . .	59
17. Das Heylandsche Kreisdiagramm . . . . .	65
18. Das Kreisdiagramm mit Berücksichtigung der sekundären Streuung . . . . .	68
19. Der größte Leistungsfaktor . . . . .	73
20. Drehmoment und Leistung . . . . .	74
21. Die Schlüpfung . . . . .	79
22. Größstes Drehmoment und größte Leistung . . . . .	82
23. Beispiel für die Anwendung des Kreisdiagrammes . . . . .	83
<b>Das Anlassen der Motoren und die Regulierung der Umlaufzahl</b> . . . . .	86
24. Die Anlasser . . . . .	86
25. Die Regulierung der Umlaufzahl . . . . .	97

	Seite
<b>Die asynchrone Maschine unter außergewöhnlichen Betriebsverhältnissen . . . . .</b>	<b>99</b>
26. Die asynchrone Maschine als Stromerzeuger . . . . .	99
27. Die asynchrone Maschine als Bremse . . . . .	107
28. Drehstrommotoren in Kaskadenschaltung . . . . .	109
<b>Die Prüfung der asynchronen Motoren . . . . .</b>	<b>114</b>
29. Die Messung der elektrischen Leistung und des Leistungsfaktors . . . . .	114
30. Die Bestimmung der mechanischen Leistung und des Wirkungsgrades . . . . .	119
31. Die Leerlaufverluste . . . . .	121
32. Die Bestimmung der Kupferverluste . . . . .	126
33. Die Messung der Schlüpfung . . . . .	128
34. Die Messung der magnetischen Streuung . . . . .	133
<b>Die Berechnung der asynchronen Drehstrommotoren . .</b>	<b>135</b>
35. Die Berechnung der Feldstärken . . . . .	135
36. Die magnetomotorische Kraft eines Drehstrommotors mit übergreifender Wickelung . . . . .	140
37. Der Streufaktor . . . . .	143
38. Die Berechnung der magnetischen Widerstände . . . . .	146
39. Größter Leistungsfaktor, Magnetisierungsstrom . . . . .	151
40. Einfluß des Luftspaltes, des Nutenschlitzes und der Polzahl auf die Eigenschaften des Motors . . . . .	153
41. Die Kupfer- und Leerlaufverluste und die Konstruktion des Kreisdiagrammes aus den berechneten Werten . . . . .	155
42. Der Verlust durch Stromwärme in einem Käfigläufer . . . . .	159
43. Näherungsweise Berechnung des Leistungsfaktors und Wirkungsgrades . . . . .	162
44. Dimensionierung eines Motors . . . . .	163

# Einleitung.

## 1. Grundgesetze.

Bei allen Entwicklungen dieses Buches wird, wo nichts anderes bemerkt ist, für Strom, Spannung und Magnetismus eine sinusförmige Wellenform vorausgesetzt; also z. B. für den Strom

$$i = \Im \sin \omega t,$$

wobei  $\omega = 2\pi n$  ist, wenn  $n$  die Periodenzahl bedeutet.

Die Augenblickswerte werden mit kleinen Buchstaben ( $i, e, \varepsilon$ ), die Scheitelwerte mit großen deutschen Buchstaben ( $\Im, \mathcal{E}, \mathfrak{I}, \mathfrak{E}$ ) und die effektiven Werte mit großen lateinischen Buchstaben ( $J, E$ ) bezeichnet.

Außerdem werden folgende Grundgesetze als bekannt vorausgesetzt<sup>1)</sup>:

Die Beziehung zwischen Scheitel- und Effektivwert; z. B.

$$J = \frac{\Im}{\sigma},$$

wobei  $\sigma$  den Scheitelfaktor bedeutet, der für Sinuswellen

$$\sigma = \sqrt{2} = 1,414 \text{ ist.}$$

Für die Augenblickswerte gilt das Ohmsche Gesetz ebenso wie bei Gleichstrom, nämlich:

$$i = \frac{e}{w};$$

für die effektiven Werte aber lautet es:

$$J = \frac{E}{\sqrt{w^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{E}{\sqrt{w^2 + (2\pi n L)^2}},$$

---

<sup>1)</sup> Die Entwicklung derselben enthält das dritte Bändchen der Einzeldarstellungen: „Die Grundgesetze der Wechselstromtechnik“ von demselben Verfasser.

wobei  $L$  die Selbstinduktion bedeutet. Der Nenner dieses Bruches wird als scheinbarer Widerstand, das Glied  $\omega L = 2\pi nL$  als induktiver Widerstand bezeichnet.

Die Kraftlinienmenge  $\mathfrak{J}$ , die von einer Spule von  $N$  Windungen umschlossen wird, induziert in dieser Spule eine E. M. K., deren effektiver Wert in Volt

$$E = \frac{2\pi}{\sigma} nN\mathfrak{J} \cdot 10^{-8} = 4,44 nN\mathfrak{J} \cdot 10^{-8} \text{ ist.}$$

Die Kraftlinienmenge pro Flächeneinheit  $\frac{\mathfrak{J}}{S} = \mathfrak{H}$  wird als magnetische Feldstärke, Kraftliniendichte oder magnetische Induktion<sup>1)</sup> bezeichnet.

Die Kraftlinienmenge  $\mathfrak{J}$ , die von einer Spule von  $N$  Windungen umschlossen wird, kann auch durch den die Spule durchfließenden und diese Kraftlinienmenge erzeugenden Strom ausgedrückt werden; nämlich

$$\mathfrak{J} = \frac{0,4 \pi \mathfrak{J} N}{w},$$

wenn  $\mathfrak{J}$  in Ampere ausgedrückt wird und  $w$  den magnetischen Widerstand des ganzen Kraftlinienpfades bedeutet. Dieser magnetische Widerstand ist

$$w = \frac{l}{\mu S},$$

wenn  $l$  die Länge des Kraftlinienpfades,  $S$  den Querschnitt des Kraftlinienbündels und  $\mu$  die magnetische Durchlässigkeit bedeutet.

Den Zähler des obigen Bruches  $0,4 \pi \mathfrak{J} N$  bezeichnet man gemäß dem Ohmschen Gesetze für einen elektrischen Strom als magnetomotorische Kraft (abgekürzt M. M. K.).

Besteht der Kraftlinienpfad aus mehreren (hintereinander geschalteten) Stücken von verschiedenem Querschnitt oder verschiedener magnetischer Durchlässigkeit, so ist der gesamte magnetische Widerstand:

$$w = \frac{l_1}{\mu_1 S_1} + \frac{l_2}{\mu_2 S_2} + \frac{l_3}{\mu_3 S_3} + \dots$$

<sup>1)</sup> Der Ausdruck „magnetische Induktion“ wird im folgenden niemals angewendet, da das Wort „Induktion“ zu vielfältige Bedeutung hat.

Besteht das Kraftlinienbündel aus mehreren (parallel geschalteten) Bündeln von verschiedenem magnetischen Widerstande, so ist die magnetische Leitfähigkeit  $\frac{1}{w}$  des ganzen Bündels wie bei einer elektrischen Stromverzweigung:

$$\frac{1}{w} = \frac{1}{w_1} + \frac{1}{w_2} + \frac{1}{w_3} + \dots,$$

für zwei Bündel folgt daraus:

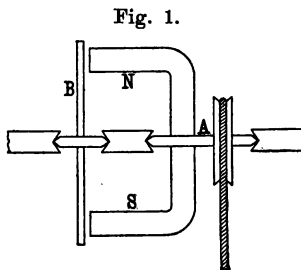
$$w = \frac{w_1 w_2}{w_1 + w_2}.$$

## Die Wirkungsweise der asynchronen Drehstrommotoren.

### 2. Begriff des magnetischen Drehfeldes.

Wird ein Dauermagnet  $NS$  (Fig. 1) um seine Achse  $A$  gedreht, so muß sich die ihm gegenüberstehende drehbare Kupferscheibe  $B$  in derselben Richtung drehen. Denn die von den Polen  $N, S$  ausgehenden magnetischen Kraftlinien durchsetzen die Scheibe; daher werden bei der Drehung des Magnetes in der Scheibe Ströme induziert, deren Verlauf nach dem Lenzschen Gesetze so ist, daß sie die Drehung des Magnetes zu hindern suchen. Wird aber der Magnet trotzdem durch Aufwendung äußerer Kraft weiter gedreht, so muß die Scheibe ihm nachfolgen.

Wir haben also hier eine Vorrichtung, wo die Drehung eines Teiles auf einen zweiten übertragen wird, ohne daß irgend welche mechanische Kuppelung zwischen ihnen besteht. Die Übertragung der Bewegung und Arbeit erfolgt lediglich durch die mit dem Magnete sich drehenden Kraftlinien, welche die Kupferscheibe durchsetzen. Bewirkt man durch irgend welche andere

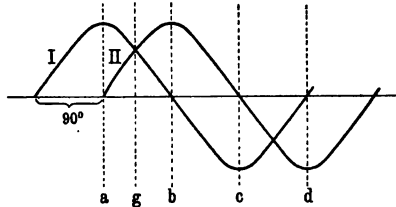




Einrichtung, daß ein magnetisches Feld sich dreht, ohne daß wie in diesem Beispiele ein Magnet gedreht wird, so hat man einen Motor, denn dann rotiert die Scheibe, ohne daß eine mechanische Bewegung die Ursache ist.

Mittel, um ein sich drehendes magnetisches Feld zu erzeugen, ohne daß magnetische Teile an derselben Vorrichtung gedreht werden, sind zuerst von Ferraris angegeben worden.

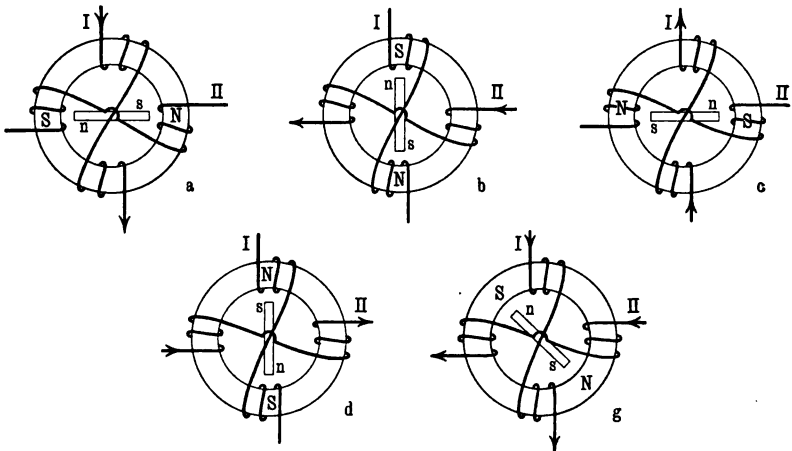
Fig. 2.



Der einfachste Weg ist folgender: Zwei Wechselströme, die in der Phase um eine Viertelperiode ( $90^\circ$ ) gegeneinander verschoben sind (Fig. 2), sind auf einen Eisenring aufgewickelt, wie es durch Fig. 3 schematisch dargestellt ist.

Im Augenblicke a hat der Strom I seinen größten Wert, während II null ist. Es erzeugt also nur jener Magnetismus und

Fig. 3.



zwar einen Südpol und einen Nordpol, deren Lage aus Fig. 3 a zu ersehen ist. Wird nun ein stabförmiger Dauermagnet *ns* in das Innere dieses Eisenringes drehbar eingesetzt, so muß er die

gezeichnete Stellung einnehmen. Eine Viertelperiode später im Moment *b* (Fig. 2) hat der Strom II seinen größten Wert und I ist null. Für diesen Augenblick zeigt Fig. 3 b die Lage des magnetischen Feldes. Es erscheint gegenüber Fig. 3 a um einen Viertelkreis gedreht und daher auch der Dauermagnet im Innern des Ringes. Im Augenblicke *c* ist II null und I hat seinen größten negativen Wert. Das magnetische Feld (Fig. 3 c) ist also entgegengesetzt gerichtet wie im Augenblicke *a*. Im Augenblicke *d* herrscht der entgegengesetzte Zustand wie in *b* u. s. f. Das magnetische Feld vollführt also während einer Stromperiode eine volle Umdrehung um  $360^\circ$  und daher auch der drehbare Magnet *ns*. Der Übergang zwischen den in Fig. 3 dargestellten Augenblicken erfolgt nicht sprunghaft, sondern stetig. Im Augenblicke *g* z. B. (Fig. 2) führen beide Wicklungen des Ringes gleiche Stromstärke; es entsteht also ein resultierendes magnetisches Feld (Fig. 3 g). In ähnlicher Weise setzt sich das magnetische Feld in jedem anderen Augenblicke seiner Stärke und Richtung nach aus (den von den beiden Strömen) erzeugten Komponenten zusammen.

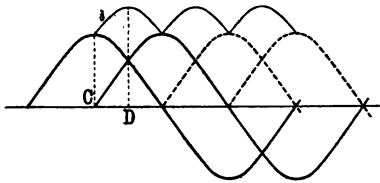
Von dem Dauermagnete *ns* im Innern des Ringes ist ohne weiteres klar, daß er der Drehung des Feldes folgen muß, weil sich seine Pole immer genau in die Richtung der Kraftlinien zu stellen suchen. Aber auch eine aus gut leitendem Metall bestehende Trommel oder ein mit einer kurzgeschlossenen Wicklung aus gut leitendem Draht versehenes Eisenstück oder ein Eisenzylinder wird sich aus demselben Grunde wie bei dem (durch Fig. 1 dargestellten Modelle, nämlich infolge der induzierten Ströme drehen. Wir haben also in einer solchen Vorrichtung einen Drehstrommotor. Wie ein solcher im besonderen beschaffen sein muß, um die günstigste Wirkung zu geben, werden wir im späteren sehen. Vorerst wollen wir noch die in der Praxis vorwiegende Erzeugung von dreiphasigen Drehfeldern besprechen.

Jenen Teil des Motors, dem die das Feld erzeugenden Wechselströme zugeführt werden, nennen wir im folgenden Ständer, weil er fast immer ruhend angeordnet ist, während wir den vom magnetischen Felde gedrehten Teil — sei es, daß er aus Magneten oder einer Trommel mit Wicklung besteht — Läufer nennen.

### 3. Dreiphasiges Drehfeld.

Wenn man voraussetzt, daß die Wechselströme, die zur Erzeugung eines Drehfeldes dienen sollen, nach dem Sinusgesetze zeitlich verlaufen, und daß die von ihnen erzeugten Einzelfelder homogene Felder sind, die sich im Bereich des Läufers vollständig übereinander lagern, so erhält man die Gestalt des resultierenden, sich drehenden Feldes, wenn man in Fig. 4 die Ordinaten der um  $90^\circ$  verschobenen Sinuslinien addiert. Die den negativen Teilen der Stromkurven entsprechenden magnetischen

Fig. 4.



Felder müssen auf der positiven Seite eingezeichnet werden (gestrichelte Linien), weil wir jetzt von der Drehung absehen und nur die Gestaltung des Drehfeldes betrachten. Man erhält so die Kurve 3, welche besagt, daß das resul-

tierende Feld kein konstantes, sondern ein zwischen den Werten C und D pulsierendes ist. Diese Pulsationen verursachen erhöhte Wirbelstrom- und Hysterisisverluste und ein ungleichmäßiges Drehmoment, weshalb man sie möglichst zu vermeiden trachtet. Bei den Motoren sind aber die einzelnen Felder nicht homogen und lagern sich auch nicht vollständig übereinander, sondern sind (wie in Fig. 3 und 6) räumlich gegen einander verschoben. Wir werden später (Kap. 36) sehen, daß bei einer gewissen idealen Verteilung der einzelnen Felder das resultierende Drehfeld ein solches ist, daß es während einer Drehung in allen Stellungen dieselbe Stärke hat und mit gleichförmiger Geschwindigkeit rotiert. In der technischen Anwendung werden vorwiegend drei um ein Drittel der Stromperiode, also um  $120^\circ$  verschobene Ströme (Fig. 5) verwendet, und wir werden uns daher im folgenden hauptsächlich mit diesen beschäftigen. Die zu Fig. 3 analoge Wicklung eines dreiphasigen Drehstrommotors zeigt Fig. 6.

Der Dreiphasenstrom, wie das System der drei Wechselströme kurzweg genannt wird, hat den Vorteil, daß man trotz

der sechs Wickelungsenden nur drei Zuleitungen braucht, indem man auf die Rückleitungen verzichten kann. Denn betrachtet man die drei Ströme z. B. im Augenblicke *a* (Fig. 5), so sieht man, daß  $i_2 = -(i_1 + i_3)$ , oder im Augenblicke *b*, daß  $-i_1 = i_2 + i_3$ , oder im Augenblicke *c*, daß  $i_3 = -(i_1 + i_2)$ .

Fig. 5.

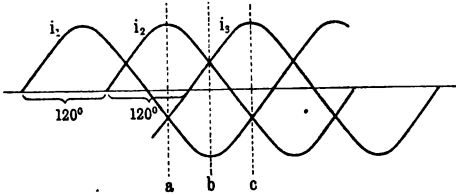
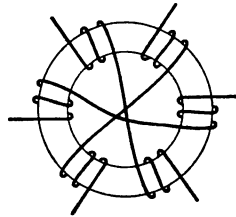


Fig. 6.



Ebenso ist es in jedem anderen beliebigen Augenblicke. Das heißt, jeder von den drei Strömen findet in jedem Augenblicke seinen Rückweg in den beiden anderen, wenn man die Wicke-

Fig. 7.

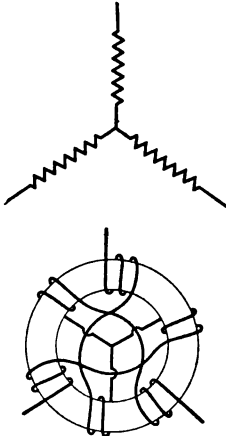
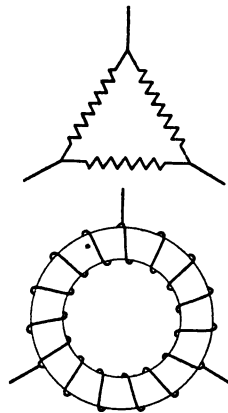


Fig. 8.



lungen in geeigneter Weise untereinander verbindet, nämlich so, daß jede der drei Zuleitungen mit den beiden anderen symmetrisch verbunden ist. Das kann entweder nach Fig. 7 oder nach Fig. 8 geschehen. Die Schaltung nach der ersten Art heißt

Sternschaltung, die nach der zweiten Art Dreieckschaltung<sup>1)</sup>.

Bei der Ringwicklung, wie sie in Fig. 3 und Fig. 6 bis 8 dargestellt ist, gelangt das im Ständer eines Drehstrommotors erzeugte magnetische Feld dadurch zum weitaus größten Teile in den Läufer, daß der Luftspalt zwischen Ständer und Läufer möglichst eng gewählt und die Wickelung in Nuten gelegt wird. Nimmt man den Läufer heraus, so verlaufen die meisten Kraftlinien im Ringe und heben sich zum größten Teil gegenseitig auf. Auch bei eingesetztem Läufer geht noch ein beträchtlicher Teil der Kraftlinien am äußeren Mantel des Ständers in die Luft oder in das Gehäuse über. Diese magnetische Streuung ist wesentlich geringer bei der Trommelwicklung. Fig. 9 (a und b) zeigt eine solche für zweiphasige Ströme,

Fig. 9 a.

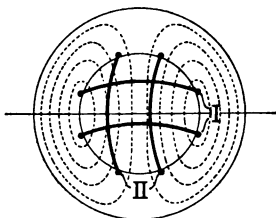
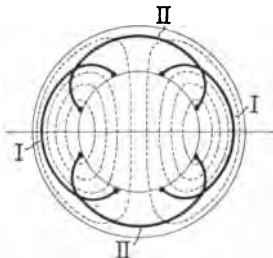


Fig. 9 b.



entsprechend der Fig. 3. Die von den beiden Spulen der Wickelung I erzeugten Kraftlinien müssen dabei den durch die gestrichelten Linien angedeuteten Weg nehmen, selbst wenn der Läufer nicht eingesetzt ist, weil die Windungen nicht, wie in Fig. 3, den Eisenring, sondern den Innenraum umschließen. Denselben Verlauf nehmen die von der Wickelung II erzeugten Kraftlinien im Innern, jedoch senkrecht zu den ersteren. Die Spulen der Wickelungen greifen übereinander, um eine zweckentsprechende Übereinanderlagerung der beiden Felder zu er-

<sup>1)</sup> Näheres über die Eigenschaften des Drehstromes, insbesondere über die Beziehungen zwischen den Spannungen und Strömen in den Zuleitungen und den Wickelungszweigen, enthält das dritte Bändchen der Einzeldarstellungen: „Die Grundgesetze der Wechselstromtechnik“ von demselben Verfasser.

zielen, weil das Drehfeld nur durch Übereinanderlagerung zustande kommt. Nach Fig. 9 a kann aber die Wickelung praktisch nicht ausgeführt werden, da man sonst den Läufer nicht ein-

Fig. 10 a.

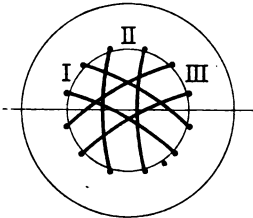
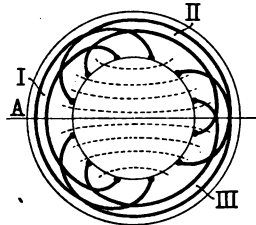
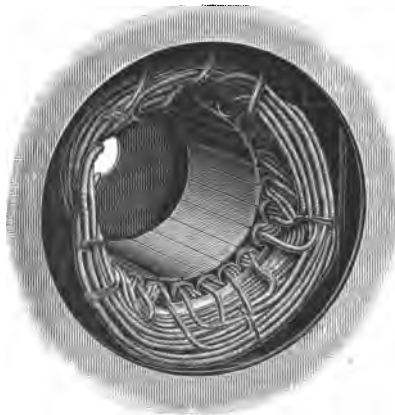


Fig. 10 b.



setzen könnte. Es müssen daher die äußeren Verbindungsdrähte auseinander gebogen und vor die Stirnflächen des Ständers gebracht werden, wie Fig. 9 b zeigt. Eine merkliche Kraftlinienstreuung am äußeren Mantel des Ständers findet hierbei nur

Fig. 11.



dann statt, wenn sein Eisenquerschnitt zu gering ist. Um möglichst viel Windungen unterbringen zu können, besteht jede Spulengruppe aus mehreren Abteilungen, wovon jede in einer Nute des Ständers liegt.

Fig. 10 a zeigt die Trommelwicklung eines dreiphasigen Motors, wobei jede Spulengruppe aus zwei Abteilungen besteht. Auch dabei muß die praktische Ausführung der Wickelung nach

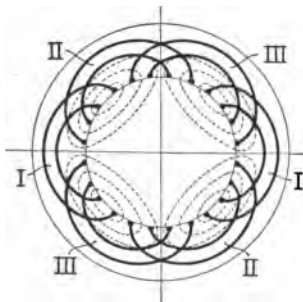
Fig. 10 b erfolgen, um den Läufer einsetzen zu können. Fig. 11 zeigt die wirkliche Ausführung einer solchen, wobei jede Spulengruppe aus vier Abteilungen besteht.

#### 4. Mehrpolige Motoren, Umlaufszahl.

Die im vorhergehenden schematisch dargestellten Motoren sind alle zweipolig, weil die Kraftlinien aus der einen Hälfte des Ständers austreten und in der anderen wieder in ihn eintreten, wie wenn ein rotierender Nord- und Südpol vorhanden wäre. Denkt man sich einen trommelförmigen Läufer eingesetzt, so gilt von ihm dasselbe: Die aus dem Ständer kommenden Kraftlinien treten in der einen Hälfte des Mantels ein und aus der anderen wieder heraus. In Fig. 9 z. B. bildet die Hälfte oberhalb der Horizontallinie den einen Pol, die unterhalb den anderen Pol. Jedes Polpaar besteht aus so vielen Spulengruppen, als verschiedenphasige Ströme vorhanden sind; bei Zweiphasenstrom also aus zwei (Fig. 9), bei Dreiphasenstrom aus drei Spulengruppen (Fig. 10).

Denkt man sich den Ständering (Fig. 10 b) an einer Stelle aufgeschnitten, etwa bei A, dann zu einem Halbkreise auseinandergebogen und einen ebensolchen Halbkreis daran gesetzt, so erhält

Fig. 12.



man einen vierpoligen Ständering (Fig. 12), weil die Kraftlinien an vier Stellen aus- bzw. eintreten. Dementsprechend bestehen vier Felder, von denen je zwei ein Polpaar bilden. Sie rotieren um die Achse des Motors und zwar so, daß sich jedes während einer Stromperiode um den Bereich eines Polpaares — wie vorhin beim zweipoligen Motor — dreht; hier also um 180°. Zu einer ganzen Um-

drehung sind demnach zwei Stromperioden erforderlich. Man erhält also die Umdrehungszahl  $u_1$  des Drehfeldes während einer Zeiteinheit (Sekunde), indem man die Periodenzahl  $n$  des dem Ständer zugeführten Stromes durch die Anzahl der Polpaare  $p$  dividiert:

$$u_1 = \frac{n}{p} \cdot \dots \cdot 1)$$

oder was dasselbe ist, indem man die Wechselzahl  $2n$  des Stromes durch die Anzahl der Pole  $2p$  dividiert.

Da, wie wir später sehen werden, der Läufer eines unbelasteten Motors, ähnlich wie der Magnet  $ns$  in Fig. 3, mit den Kraftlinien rotiert und nur durch die unvermeidliche Lager- und Luftreibung etwas verzögert wird, so ist die theoretische Umlaufzahl des Läufers gleich der Umdrehungszahl  $u_1$  des Drehfeldes. Führt man also z. B. einem vierpoligen Motor Strom von 50 Perioden oder 100 Polwechseln zu, so ist seine theoretische Umlaufzahl 25 in der Sekunde oder 1500 in der Minute.

## 5. Die Wirkungsweise eines Drehstrommotors.

Wir kehren zurück zu Fig. 3, wo sich ein Dauermagnet im Bereich des Drehfeldes befindet. Wie schon erwähnt, muß er sich genau mit dem Felde drehen, weil sich seine Pole immer in die Richtung der Kraftlinien einstellen. Seine Bewegung ist also synchron mit der Drehung des magnetischen Feldes, gleichgültig, auf welche Weise es erzeugt wird. Man nennt einen solchen Motor einen Synchronmotor, mit dem wir uns aber nicht beschäftigen wollen.

Würde umgekehrt die Wickelung des Ringes stromlos sein und der Magnet  $ns$  durch eine mechanische Kraft gedreht werden, so müssen nach dem schon eingangs erwähnten Grundgesetze, wonach bei der Bewegung eines Magnetes solche Ströme induziert werden, welche die Bewegung zu hindern suchen, in beiden Wickelungen Ströme induziert werden, deren gegenseitiges Verhältnis der Fig. 2 entspricht. Diese Vorrichtung ist also jetzt ein Stromerzeuger und liefert zweiphasigen Wechselstrom. Ist die Wickelung des Ringes so wie in Fig. 7 oder 8, so erhält man einen dreiphasigen Wechselstrom (Fig. 5).

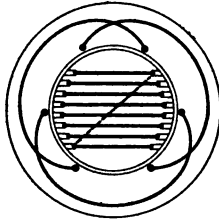
Bringt man in den Bereich eines Drehfeldes eine aus kreisförmigen Eisenblechscheiben zusammengesetzte Trommel, so wird sich diese nicht drehen, weil sie keine magnetischen Pole und daher auch keine bestimmte magnetische Richtung hat, die sich in die Richtung des Feldes einstellen würde. Es müßte denn die betreffende Eisensorte genügende magnetische Remanenz haben, so daß schwache Pole sich ausbilden können. Dann würde eine Drehung in gleicher Weise eintreten, wie bei Fig. 3. Oder es müßten im Eisen Wirbelströme auftreten, die eine Drehung aus derselben Ursache bewirken, wie bei Fig. 1, denn Wirbel-



ströme sind in sich geschlossene, induzierte Ströme. Die aus diesen beiden Ursachen hervorgehenden Kräfte sind aber praktisch so gering, daß sie nicht in Betracht kommen.

Bringt man jedoch auf der Eisentrommel eine in sich geschlossene Kupferdrahtwicklung an, wie Fig. 13 schematisch zeigt, so kommt ein starkes, praktisch verwendbares Drehmoment

Fig. 13.



zustande. Denn das rotierende magnetische Feld schneidet die geschlossene Wicklung der Trommel und induziert in ihr Ströme, die wie bei der Vorrichtung in Fig. 1 einen solchen Verlauf nehmen, daß sie die Drehung des magnetischen Feldes zu hindern suchen. Da sie dies nicht können, muß sich die Trommel in gleicher Richtung drehen, wie das magnetische Feld. Ihre Drehung wird aber

nicht synchron mit letzterem erfolgen, wie bei dem oben geschilderten Falle mit einem Dauermagnet. Denn wenn die Drehung genau mit dem Felde erfolgen würde, so würde die Wicklung des Läufers immer dasselbe Kraftlinienbündel umschließen, also keine Kraftlinien schneiden. Daher würde auch kein Strom induziert, mithin das Drehmoment null sein. Die unter allen Umständen vorhandene Reibung würde dann, selbst wenn keine Arbeit zu leisten wäre, sofort ein Zurückbleiben des Läufers hinter dem magnetischen Felde verursachen. Sowie aber ein Zurückbleiben eintritt, werden sogleich Kraftlinien geschnitten, und daher wird ein Strom in der kurzgeschlossenen Wicklung induziert, wodurch wieder ein Drehmoment entsteht. Ein solcher Motor hat also zwar immer das Bestreben, dem rotierenden Felde möglichst nachzukommen, ohne es aber jemals zu erreichen, d. h. ohne jemals in Synchronismus zu kommen. Es ist also ein asynchroner Motor, dessen Läufer sich unter allen Umständen langsamer dreht als das Drehfeld. Da das Drehmoment durch den in der Läuferwicklung induzierten Strom verursacht wird, so ist er auch ein Induktionsmotor. Das Zurückbleiben der Geschwindigkeit des Läufers hinter der des Drehfeldes bezeichnet man als die Schlüpfung des Motors.

Aus dem eben Gesagten geht ohne weiteres hervor, daß das Drehmoment mit der Schlüpfung in enger Beziehung steht. Zu

demselben Ergebnisse gelangen wir, wenn wir von dem Grundgesetze ausgehen, daß ein vom Strome durchflossener Leiter in einem magnetischen Felde parallel zu sich selbst und senkrecht zu den Kraftlinien bewegt wird. Die Kraft, mit der dies geschieht, ist in jedem Augenblicke proportional der Stromstärke und dem magnetischen Felde. Diesen Fall haben wir hier. Dadurch, daß das magnetische Feld sich dreht, schneidet es die auf dem Läufer befindliche kurzgeschlossene Wicklung und induziert in ihr einen Strom. Durch die Wechselwirkung zwischen diesem und dem Felde erfahren die im Mantel des Läufers eingebetteten Teile der Kurzschlußwicklung einen Zug in der Richtung der Tangente des Läufers. Diese Zugkraft multipliziert mit dem Radius des Läufers giebt das Drehmoment. Läuft der Motor leer, d. h. hat sein Drehmoment nichts anderes zu überwinden als die Luft- und Lagerreibung, so wird er dem rotierenden magnetischen Felde rasch nachhinken und sich nur um so viel langsamer drehen, als Strom induziert werden muß, um die zur Überwindung der genannten Reibung erforderliche Zugkraft zu gewinnen. Wird der Motor belastet, d. h. muß der Läufer bei seiner Drehung eine äußere Kraft überwinden, so wird seine Drehung langsamer, seine Relativgeschwindigkeit gegen das Drehfeld, d. h. seine Schlüpfung, wächst. Infolgedessen wird die Kurzschlußwicklung von mehr Kraftlinien geschnitten, der induzierte Strom wird stärker, mithin auch die Zugkraft. Das Eigentümliche eines asynchronen Motors besteht also darin, daß er im allgemeinen umso mehr schlüpft, je mehr er belastet wird<sup>1)</sup>. Er ähnelt in dieser Hinsicht einem Gleichstrom-Nebenschlußmotor im Gegensatz zu einem synchronen Motor, der sich synchron mit dem Felde dreht, also keine Schlüpfung hat, der aber außer Tritt fällt, sobald seine Belastung eine gewisse Grenze überschreitet, wobei seine Zugkraft plötzlich null wird.

## 6. Periodenzahl des Läuferstromes und Schlüpfung.

Ist  $a_1$  die Winkelgeschwindigkeit des Drehfeldes und  $a_2$  die des Läufers, so wird nach einem Übereinkommen die Schlüpfung  $s$  definiert durch:

<sup>1)</sup> Über die Bedingungen, unter denen dieser Satz gilt oder nicht mehr gilt, vergl. Kap. 8.

$$s = \frac{a_1 - a_2}{a_1} = 1 - \frac{a_2}{a_1} \quad \dots \dots \dots 2)$$

das ist also das Verhältnis des Geschwindigkeitsunterschiedes (der Relativgeschwindigkeit)  $a_1 - a_2$  zur Geschwindigkeit des Drehfeldes.

Bei stillstehendem Läufer ist  $a_2 = 0$ , also die Schlüpfung  $s = 1$ . Für den anderen äußersten Fall, nämlich den, daß der Läufer synchron mit dem Felde laufen würde, also  $a_2 = a_1$  wäre, ist die Schlüpfung  $s = 0$ .

Da die Winkelgeschwindigkeit nichts anderes ist als das  $2\pi$ fache der Umlaufszahl in einer Sekunde, die wir für das Drehfeld mit  $u_1$ , für den Läufer mit  $u_2$  bezeichnen, so ist auch

$$s = \frac{u_1 - u_2}{u_1} \quad \dots \dots \dots 3)$$

oder

$$u_2 = u_1 (1 - s) \quad \dots \dots \dots 4)$$

Im gewöhnlichen Wortausdrucke wird die Schlüpfung meist mit 100 multipliziert, also in Prozenten angegeben.

Von Wichtigkeit ist auch die Beziehung zwischen der Periodenzahl  $n$  des primären, dem Motor zugeführten Stromes und der Periodenzahl  $n'$  des sekundären, in der Läuferwicklung induzierten Stromes. Bei Stillstand hat der Läuferstrom dieselbe Periodenzahl wie der primäre, denn dann unterscheidet sich der Motor von einem gewöhnlichen Transformator nur durch die äußere Form. Im anderen äußersten Falle aber, wenn der Läufer synchron mit dem Felde laufen würde, werden gar keine Kraftlinien geschnitten, die Periodenzahl des Läuferstromes ist also null. In jedem anderen Falle liegt  $n'$  zwischen diesen Grenzen. Betrachten wir einen zweipoligen Motor (Fig. 3 und 9), wo das Drehfeld während einer Periode des primären Stromes eine ganze Umdrehung macht, so ist die Periodenzahl  $n$  gleich der Umdrehungszahl des Feldes, also proportional der Winkelgeschwindigkeit

$$n = c a_1,$$

wenn  $c$  einen Proportionalitätsfaktor bedeutet. Bleibt der Läufer während einer Sekunde um eine ganze Umdrehung hinter dem Drehfelde zurück, so ist die Periodenzahl des sekundären Stromes 1; bleibt er um zwei Umdrehungen zurück, so ist seine

Periodenzahl 2 u. s. w. Sie ist also gleich dem Umdrehungs-  
unterschiede zwischen Drehfeld und Läufer, oder proportional  
dem Unterschiede der Winkelgeschwindigkeiten, also

$$n' = c (a_1 - a_2).$$

Aus den beiden letzten Gleichungen folgt:

$$\frac{n'}{n} = s \text{ oder } n' = ns \dots\dots\dots 5)$$

Das heißt: Die Periodenzahl des Läuferstromes ist  
gleich dem Produkte aus der Periodenzahl des dem  
Motor zugeführten Stromes und der Schlüpfung.

Das gilt auch für jeden mehrpoligen Motor, weil sich an  
der letzten Gleichung nichts ändert, wenn  $n'$  und  $n$  durch den-  
selben Zahlenfaktor, nämlich durch die Anzahl der Polpaare,  
dividiert werden.

### 7. Drehmoment und Schlüpfung.

Greifen wir noch einmal auf den durch Fig. 1 dargestellten  
Apparat zurück, wo das Drehfeld durch Drehung eines Magnetes  
erzeugt wird, so daß eine magnetische Kuppelung zwischen  
diesem und der Kupferscheibe  $B$  besteht, so gewinnen wir eine  
wichtige mechanische Beziehung.

Bezeichnen wir mit  $D$  das Drehmoment, das durch das  
magnetische Feld von dem einen rotierenden Teile auf den an-  
deren übertragen wird, so ist nach einem Grundgesetze der  
Mechanik die bei der Drehung des magnetischen Feldes auf den  
Läufer zu übertragende Leistung

$$P_1 = a_1 D \dots\dots\dots 6)$$

wenn  $a_1$  die Winkelgeschwindigkeit des rotierenden magnetischen  
Feldes bedeutet.

Die von demselben Drehmomente in der Kupferscheibe oder  
im Läufer hervorgebrachte Leistung ist

$$P_2 = a_2 D \dots\dots\dots 7)$$

wenn  $a_2$  die Winkelgeschwindigkeit der Scheibe oder des Läufers  
bedeutet.

Schließen wir alle sonstigen Einflüsse aus, so kann sich  $P_2$ ,  
das ist die von der Kupferscheibe in der Zeiteinheit geleistete  
Arbeit, von  $P_1$ , das ist die vom magnetischen Felde auf die Scheibe

übertragene Arbeit, nur um so viel unterscheiden, als bei diesem Vorgange in der Scheibe verloren geht. Bei einer mechanischen Reibungskuppelung besteht dieser Arbeitsverlust in der Reibungswärme, bei dieser elektromagnetischen Kuppelung in der Stromwärme, die von den in der Scheibe induzierten Strömen entwickelt wird. Bezeichnet man diesen Arbeitsverlust in der Zeiteinheit mit  $V$ , so ist.

$$V = P_1 - P_2 = (a_1 - a_2) D \dots\dots 8)$$

An diesen auf rein mechanischen Gesetzen beruhenden Beziehungen ändert sich gar nichts, ob das rotierende magnetische Feld durch einen rotierenden Dauermagnet oder auf die in Kapitel 1 und 2 beschriebene Weise erzeugt wird, so daß die vorstehenden Gleichungen ohne weiteres auch für jeden asynchronen Motor gelten.

Aus Gleichung 2) und 8) folgt:

$$V = s a_1 D \dots\dots 9)$$

und aus Gleichung 6) folgt:

$$V = s P_1 \dots\dots 10)$$

Diese wichtige Gleichung besagt, daß man den im Läuferstromkreise in Wärme umgesetzten Leistungsverlust dadurch erhält, daß man die auf den Läufer übertragene Leistung mit der Schlüpfung multipliziert.

Aus der letzten und der Gleichung 8) folgt:

$$V = s (V + P_2) \dots\dots$$

oder

$$V = \frac{s}{1 - s} P_2 \dots\dots 11)$$

Diese Gleichung gestattet im Gegensatz zu Gleichung 10) die Berechnung desselben Leistungsverlustes aus der vom Läufer abgegebenen Leistung und der Schlüpfung.

Der als Stromwärme auftretende Leistungsverlust kann auch durch den Ohmschen Widerstand  $w_2$  des Läuferstromkreises und den Läuferstrom  $J_2$  ausgedrückt werden, nämlich:

$$V = w_2 J_2^2 \dots\dots 12)$$

für eine einphasige Läuferwicklung, und

$$V = m w_2 J_2^2 \dots\dots 13)$$

für eine Läuferwicklung von  $m$  Phasen.

Also folgt aus Gleichung 9) und 13):

$$D = \frac{m w_2 J_2^2}{a_1 s} \dots \dots \dots 14)$$

Multipliziert man die Winkelgeschwindigkeit  $a_1$  des Drehfeldes mit dem Radius  $r$  des Läufers, so erhält man die Umfangsgeschwindigkeit  $r a_1$ . Andererseits ist die Umfangsgeschwindigkeit auch gleich dem Läuferumfange  $2 \pi r$ , multipliziert mit der Umlaufszahl des Drehfeldes  $u_1$ , und diese ist nach Gleichung 1)  $\frac{n}{p}$ .

Es ist also: 
$$r a_1 = 2 \pi r \frac{n}{p},$$

und daraus 
$$a_1 = \frac{2 \pi n}{p} \dots \dots \dots 15)$$

Dann geht die Gleichung 14) über in:

$$D = \frac{p}{2 \pi n s} m w_2 J_2^2, \dots \dots \dots 16)$$

oder wenn man Gleichung 13) wieder einsetzt:

$$D = \frac{p V}{2 \pi n s} \dots \dots \dots 17)$$

Wird  $w_2$  in Ohm,  $J_2$  in Ampere, also  $V$  in Watt ausgedrückt, so erhält man das Drehmoment  $D$  in Watt. Will man es in Pferdestärken ausdrücken, so muß man durch 736 dividieren:

$$D = \frac{1}{736} \frac{p V}{2 \pi n s} \text{ Pferdestärken} \dots \dots \dots 18)$$

Will man es in Meterkilogramm ausdrücken, so muß man die letzte Gleichung mit 75 multiplizieren:

$$D = \frac{75}{736} \frac{p V}{2 \pi n s} = 0,0162 \frac{p V}{n s} \text{ mkg} \dots \dots \dots 19)$$

Bei Stillstand des Läufers ist  $s = 1$ , also ist das Anlaufdrehmoment:

$$D_a = 0,0162 \frac{p V}{n} \text{ mkg.} \dots \dots \dots 20)$$

Dividiert man durch den Radius  $r$  (in Metern) des Läufers, so erhält man die Anlaufzugkraft  $F_a$ :

$$F_a = 0,0162 \frac{p V}{n r} \text{ kg} \dots \dots \dots 21)$$

### 8. Größtes Drehmoment eines Motors.

Es ist schon im fünften Kapitel bemerkt worden, daß das Drehmoment in jedem Augenblick dem Produkt aus Läuferstrom und magnetischem Feld proportional ist. Für alle praktischen Zwecke brauchen wir aber einen Ausdruck für das Drehmoment, der nur effektive oder Scheitelwerte der periodisch wechselnden Größen enthält. Den erhalten wir auf folgende Weise.

Die Übertragung der dem Ständer zugeführten Leistung auf den Läufer geschieht durch ein magnetisches Drehfeld, das vom Ständer in den Läufer übertritt, also durch das gemeinsame Feld  $\mathfrak{B}$ . Dieses induziert in der Läuferwicklung eine E. M. K.  $E_{2i}$ , die nach einem Grundgesetze der Wechselstromtechnik

$$E_{2i} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} n' N_2 \mathfrak{B} \dots \dots \dots 22)$$

ist, wenn wir einen sinusförmigen Verlauf des magnetischen Feldes voraussetzen. Dabei ist  $n'$  die Periodenzahl des Läuferstromes und  $N_2$  die Windungszahl der Läuferwicklung pro Phase. Nach einem anderen Grundgesetze ist das Quadrat der sekundären Stromstärke:

$$J_2^2 = \frac{E_{2i}^2}{w^2 + (2\pi n' L_2')^2} \dots \dots \dots 23)$$

wobei  $L_2'$  die dem sekundären Streufelde entsprechende Selbstinduktion bedeutet<sup>1)</sup>.

<sup>1)</sup> Die E. M. K.  $E_{2i}$  ist nicht zu verwechseln mit dem, was gewöhnlich als sekundäre E. M. K.  $E_2$  bezeichnet wird. Die letztere wird nicht vom gemeinsamen Felde  $\mathfrak{B}$ , sondern vom sekundären Felde  $\mathfrak{B}_2$  induziert. Zur Klarstellung diene folgendes: Die Spannungsgleichung eines sekundären Stromes  $i_2$ , der von einem primären  $i_1$  induziert wird, lautet:

$$M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 w_2 = 0,$$

wobei  $M$  den Koeffizienten der gegenseitigen Induktion und  $L_2$  den Koeffizienten der Selbstinduktion des gesamten sekundären Stromkreises bedeutet. Dieser setzt sich zusammen aus der Selbstinduktion  $L_{2f}$  derjenigen Kraftlinien, die mit dem primären Strome verkettet sind (entsprechend dem sekundären fiktiven Felde), und der Selbstinduktion  $L_2'$  derjenigen Kraftlinien, die nur mit dem sekundären Strome verkettet sind, also der des sekundären Streufeldes. Von einer

Führt man die vorletzte Gleichung ein, so ist:

$$J_2^2 = \frac{2 \pi^2 n' N_2^2 \mathfrak{Z}^2}{w_2^2 + (2 \pi n' L_2')^2}.$$

Setzt man Gleichung 5) ein, so ist:

$$J_2^2 = \frac{2 \pi^2 n^2 s^2 N_2^2 \mathfrak{Z}^2}{w_2^2 + s^2 (2 \pi n L_2)^2}.$$

Setzt man dies nun in Gleichung 16) ein, so erhält man für das Drehmoment:

$$D = \pi m p N_2^2 \mathfrak{Z}^2 \frac{w_2 n s}{w_2^2 + s^2 (2 \pi n L_2)^2} \quad \dots \quad 24)$$

Man erkennt daraus, daß unter sonst gleichen Umständen das Drehmoment der Anzahl der Polpaare ( $p$ ), dem Quadrate der sekundären Windungszahl ( $N_2^2$ ) und dem Quadrate des gemeinsamen Feldes ( $\mathfrak{Z}^2$ ) proportional ist.

aufseren Selbstinduktion sehen wir ab, da beim normalen Betriebe von Drehstrommotoren keine vorhanden ist. Dann lautet die Spannungsgleichung:

$$M \frac{di_1}{dt} + L_{2f} \frac{di_2}{dt} + L_2' \frac{di_2}{dt} + i_2 r_2 = 0.$$

Die beiden ersten Glieder geben zusammen die E. M. K.  $e_{2i}$ , deren effektiver Wert  $E_{2i}$  ist und die vom gemeinsamen Felde  $\mathfrak{Z}$  induziert wird. Die Phasenverschiebung zwischen dieser E. M. K. und dem sekundären Strome ist

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{2 \pi n' L_2'}{w_2} \quad (\text{vgl. Kap. 16, Fig. 67}).$$

Dagegen geben die ersten drei Glieder der vorletzten Gleichung die E. M. K.  $e_2$ , deren effektiver Wert  $E_2$  ist. Aus dieser E. M. K. ergibt sich die sekundäre Stromstärke im Gegensatz zu Gleichung 23) als  $J_2 = \frac{E_2}{w_2}$ , und die Phasenverschiebung zwischen dem sekundären Strome und dieser E. M. K. ist null.

Tatsächlich gehen manche Autoren von dieser E. M. K., die vom sekundären Felde induziert wird, aus. Das giebt aber keinen Einblick in die Verhältnisse, weil die magnetische Kuppelung zwischen Ständer und Läufer aus dem gemeinsamen Felde  $\mathfrak{Z}$  besteht und nicht aus dem sekundären Felde  $\mathfrak{Z}_2$ , das nur zum Teil mit dem Ständer verkettet ist. Wenn man von dem Felde  $\mathfrak{Z}_2$  und der E. M. K.  $E_2$  ausgeht, erhält man auch keinen Aufschluß über die wichtige Abhängigkeit des Drehmomentes von der sekundären Selbstinduktion  $L_2'$ , die im folgenden entwickelt wird.



Das gemeinsame Feld  $\mathfrak{B}$  ist nicht gleich dem von der Ständerwicklung erzeugten primären Felde  $\mathfrak{B}_1$ , weil ein Teil des letzteren zwischen den Zähnen verläuft, ohne die Läuferwicklung zu treffen. Setzt man

$$\frac{\mathfrak{B}_1}{\mathfrak{B}} = \gamma, \quad \dots \quad 25)$$

so ist  $\gamma$  ein (von der primären Streuung abhängiger) Faktor, ferner ist nach einem Grundgesetze:

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{\sqrt{2} E_1}{2 \pi n N_1}.$$

Führen wir die beiden letzten Ausdrücke in Gleichung 24) ein, so erhalten wir das Drehmoment in Abhängigkeit von der primären E. M. K.:

$$D = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{2 \pi N_1^2 \gamma^2} \frac{w_2 s}{n [w_2^2 + s^2 (2 \pi n L_2')^2]} \quad \dots \quad 26)$$

Das Drehmoment ist also unter sonst gleichen Verhältnissen proportional dem Quadrate der primären E. M. K., aber um so kleiner, je größer die Periodenzahl des zugeführten Stromes ist.

Die Abhängigkeit von den Größen  $w_2$ ,  $s$ ,  $L_2'$  ist nicht ohne weiteres zu übersehen. Wir müssen daher in eine nähere Untersuchung eintreten, insbesondere darüber, ob das Drehmoment in Bezug auf die Schlüpfung ein Maximum hat. Dieses erhält man, wenn man den Differentialquotienten von  $D$  nach  $s$  bildet und ihn gleich null setzt. Zur Vereinfachung ziehen wir alle Faktoren, die  $s$  nicht enthalten, zu einem Faktor  $C$  zusammen und dividieren Zähler und Nenner durch  $s$ . Dann ist:

$$D = C \frac{1}{\frac{w_2^2}{s} + s (2 \pi n L_2')^2}$$

$$\frac{dD}{ds} = -C \frac{\left[ -\frac{w_2^2}{s^2} + (2 \pi n L_2')^2 \right]}{\left[ \frac{w_2^2}{s} + s (2 \pi n L_2')^2 \right]^2} = 0.$$

Da der Nenner nicht unendlich groß sein kann, so muß der Zähler null sein, wenn der ganze Ausdruck null werden soll. Daraus folgt als Bedingung für das Maximum:

$$s = \frac{w_2}{2 \pi n L_2'} \dots \dots \dots 27)$$

Das heißt, das Drehmoment erreicht dann den größten Wert, wenn die Schlüpfung gleich ist dem Verhältnis des Ohmschen Widerstandes zum induktiven Widerstande der Läuferwicklung, jedoch bezogen auf die Periodenzahl  $n$  des dem Motor zugeführten Stromes, die als konstant vorausgesetzt wurde.

Dieser größte Wert tritt bei um so größerer Schlüpfung, das heißt bei um so kleinerer Umlaufzahl ein, je größer der Ohmsche Widerstand im Verhältnis zum induktiven ist.

Führen wir Gleichung 5) ein, so geht die Maximumsbedingung über in

$$\frac{2 \pi n' L_2'}{w_2} = 1. \dots \dots \dots 28)$$

Das heißt, das Drehmoment erreicht dann den größten Wert, wenn der dem sekundären Streufelde entsprechende induktive Widerstand gleich ist dem Ohmschen Widerstande.

Gehen wir auf Gleichung 23) zurück, so ist die Phasenverschiebung zwischen dem sekundären Strome und der E. M. K.  $E_{2i}$ :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{2 \pi n' L_2'}{w_2} \dots \dots \dots 29)$$

Dieser Ausdruck ist gleich der letzten Maximumsbedingung, das heißt das Maximum des Drehmomentes tritt auf, wenn die trigonometrische Tangente der Phasenverschiebung zwischen dem sekundären Strome und der E. M. K.  $E_{2i}$  gleich eins ist.

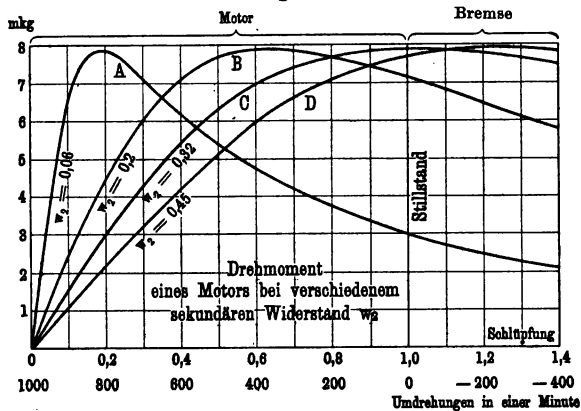
Setzen wir die Bedingungsgleichung 27) in Gleichung 26) ein, so erhalten wir den größten Wert, den das Drehmoment erreichen kann:

$$D_{\max} = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{8 \pi^2 N_1^2 \gamma^2 n^2 L_2'} \dots \dots \dots 30)$$

In diesem Ausdrucke kommt der Widerstand  $w_2$  des Läuferstromkreises gar nicht vor. Das heißt, der größte Wert des Drehmomentes hängt nicht vom Widerstande des Läuferstromkreises, sondern, abgesehen von der Anzahl der Polpaare, der sekundären Windungszahl und dem gemeinsamen magnetischen Felde, nur von der dem Streufelde des Läufers entsprechenden Selbstinduktion ab. Da aber der Läufer-

widerstand in dem allgemeinen Ausdrucke für das Drehmoment (Gleichung 26) vorkommt, so müssen wir daraus schliessen, daß er nur darauf Einfluß hat, bei welcher Schlüpfung das Maximum eintritt. Das finden wir bestätigt, wenn wir das Drehmoment durch Schaulinien (Fig. 14) in Abhängigkeit von der Schlüpfung nach Gleichung 26) darstellen, und zwar bei vier verschiedenen sekundären Widerständen, während alles übrige, insbesondere die Selbstinduktion  $L_2'$ , konstant ist. Dies kann dadurch verwirklicht werden, daß man entsprechende Widerstände der Läuferwicklung vorschaltet. Als Abszissen sind die Schlüpfung und die

Fig. 14.



Umlaufszahlen eines sechspoligen Motors aufgetragen. Die sekundären Widerstände, für welche die vier Linien gelten, sind beigeschrieben. Man sieht, trotzdem sie wesentlich verschieden sind, sind die größten Drehmomente gleich groß. Aber die Schlüpfung, bei der der größte Wert auftritt, ist wesentlich verschieden. Bei einem sekundären Widerstande von 0,06 Ohm tritt er bei der Schlüpfung 0,19, bei einem Läuferwiderstande von 0,2 Ohm bei der Schlüpfung 0,63 und bei einem Widerstande von 0,32 Ohm erst bei der Schlüpfung 1, d. h. bei Stillstand des Motors auf. Betrachten wir die Kurve C etwas näher, wenn der Motor vom Leerlauf an immer mehr belastet wird, so daß seine Umlaufszahl von 1000 bis 0, also bis zum Stillstande abnimmt, so sehen wir, daß das Drehmoment stetig zunimmt. Ein

solcher Motor hat also die angenehme Eigenschaft, daß sein Drehmoment bis zu der durch seine Abmessungen und durch die ihm zugeführte E. M. K. nach Gleichung 30) gezogenen Grenze um so größer wird, je mehr er belastet wird, so daß er innerhalb dieser Grenze nicht stehen bleiben kann. Er entspricht also einem Körper, der sich im stabilen Gleichgewichte befindet. Anders ist es, wenn sein Läuferwiderstand der Kurve *A* entspricht. Hier steigt mit wachsender Belastung, also mit abnehmender Umlaufzahl sein Drehmoment, bis er bei der Schlüpfung 0,19 das Maximum erreicht. Wird der Motor noch weiter belastet, so nimmt sein Drehmoment ab, und zwar um so mehr, je mehr die Schlüpfung wächst. Er kommt daher, wenn das Maximum überschritten ist, sehr rasch zum Stillstande. Er entspricht also einem Körper, der sich im labilen Gleichgewichte befindet.

Die Schlüpfung, bei der das Maximum eintritt, ist demnach die Grenze für die Überlastungsfähigkeit eines Motors. Sie ist durch die Bedingungsleichung 27) bestimmt und die Überlastungsfähigkeit selbst durch das größte Drehmoment (Gleichung 30).

Ist der Läuferwiderstand bei dem (durch Fig. 14 charakterisierten) Motor noch größer als 0,32, so tritt das Maximum des Drehmomentes, wie die Kurve *D* zeigt, erst bei einer Schlüpfung auf, die größer ist als 1. Das ist nach der Definitionsgleichung 2) dann der Fall, wenn  $a_2$  negativ ist, d. h. wenn der Motor durch Aufwendung äußerer Kraft in entgegengesetzter Richtung wie das Drehfeld gedreht wird. Wenn  $a_2$  negativ ist, ist nach Gleichung 7)  $P_2$  negativ.  $P_2$  ist also jetzt diejenige Leistung, die nötig ist, um den Läufer mit der Geschwindigkeit  $a_2$  in entgegengesetzter Richtung zu drehen, und die jetzt ebenso wie die zugeführte elektrische Leistung im Läuferstromkreise in Wärme umgesetzt wird. Das geht aus Gleichung 10) hervor, die besagt, daß ein um so größerer Bruchteil der vom Ständer auf den Läufer übertragenen Leistung in Wärme umgesetzt wird, je größer die Schlüpfung ist. Bei Stillstand des Läufers ( $s = 1$ ) wird demnach die gesamte Leistung in Wärme umgesetzt, und der Motor kann infolgedessen keine Leistung abgeben, wie das bei Stillstand selbstverständlich ist. Wird die Schlüpfung größer als 1, so ist der in Wärme umgesetzte Verlust  $V$  größer als die

übertragene Leistung  $P_1$ . Das ist aber nur möglich, wenn außer der (aus dem Netze kommenden) Leistung  $P_1$  auch noch die Leistung  $P_2$  in Wärme umgesetzt wird, die zur Drehung des Läufers entgegen dem Drehfelde erforderlich ist. Der Motor wirkt also bei einer Schlüpfung, die größer ist als 1, als vollständige, arbeitsverzehrende Bremse.

Bei der praktischen Verwendung, wo die Motoren in der Regel an ein Netz von konstanter Spannung angeschlossen werden, ist nicht die primäre E. M. K., sondern die primäre Klemmenspannung konstant. Infolgedessen ist das Drehmoment etwas kleiner als nach den vorstehenden Formeln. Die Schlüpfung, bei der es eintritt, ändert sich aber nicht, weil die Bedingungsgleichung 27) von der E. M. K. unabhängig ist.

Das Drehmoment kann auch durch das elektromechanische Grundgesetz ausgedrückt werden, wonach die auf einem Leiter von der Länge  $b$ , der sich in einem magnetischen Felde  $\mathfrak{B}$  befindet und vom Strome  $J_2$  durchflossen wird, ausgeübte Kraft proportional  $b J_2 \mathfrak{B}$  ist. Demnach ist das Drehmoment eines Motors bei konstanter Feldstärke  $\mathfrak{B}$ , d. h. bei konstanter primärer E. M. K., nur vom Läuferstrome  $J_2$  abhängig. Das steht mit der Gleichung 14), nach der das Drehmoment auch vom sekundären Widerstande und der Schlüpfung abhängt, nicht in Widerspruch, weil nach der Anmerkung auf Seite 19

$$J_2 = \frac{E_2}{w_2}$$

ist. Wird nun z. B. der sekundäre Widerstand vergrößert, so würde die Stromstärke  $J_2$  abnehmen. Infolgedessen müßte der Motor langsamer laufen, d. h. seine Schlüpfung zunehmen. Sowie aber die Schlüpfung zunimmt, wächst die sekundäre E. M. K., weil

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} n' N_2 \mathfrak{B}_2 \quad \text{und} \quad n' = n s$$

ist. Dadurch kommt trotz des höheren Widerstandes wieder dieselbe Stromstärke zu stande. Wird also der sekundäre Widerstand geändert, so ändert sich die Schlüpfung in demselben Verhältnisse, so daß das Drehmoment bei konstanter Feldstärke auch nach Gleichung 14) nur vom Läuferstrome  $J_2$  abhängt, da  $a_1$  die konstante Geschwindigkeit des Drehfeldes bedeutet.

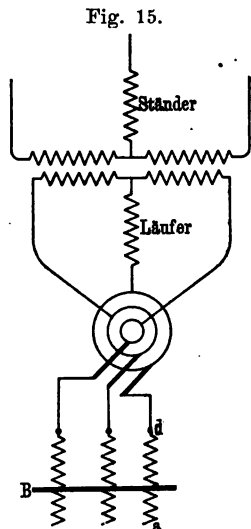
## 9. Anlaufsdrehmoment.

Bei der praktischen Anwendung liegen die Verhältnisse häufig so, daß die Motoren beim Anlaufen ein möglichst großes Drehmoment entwickeln sollen. Das gilt besonders von solchen, die für Hebezeuge verwendet werden. Es wäre daher wünschenswert, sie mit einem solchen Läuferwiderstande zu versehen, daß das Drehmoment der Kurve  $C$  (Fig. 14) entspricht, d. h. daß das größte Drehmoment bei der Schlüpfung 1, also beim Anlaufen auftritt. Andererseits sieht man sogleich ein, daß ein solcher Motor einen schlechteren Wirkungsgrad haben muß als ein Motor, der den Kurven  $A$  oder  $B$  entspricht, weil sein Läuferwiderstand größer ist und die Stromwärme diesem Widerstande proportional ist. Die Wärme würde in den meisten Fällen sogar so groß sein, daß sie der Motor ohne Schaden nicht dauernd aushalten könnte. Nun bedeutet aber  $w_2$  nicht lediglich den Widerstand der Läuferwicklung, sondern den des ganzen sekundären Stromkreises. Er kann also zum Teil aufserhalb des Läufers liegen. Ist der Motor angelaufen und in normalen Betrieb gekommen, so kann der aufserhalb liegende Teil dieses Widerstandes dadurch entfernt werden, daß die Wicklung des Läufers kurzgeschlossen wird. Der Widerstand der Wicklung ist dann so zu bemessen, daß einerseits der Wirkungsgrad möglichst hoch wird, andererseits aber das größte Drehmoment bei möglichst großer Schlüpfung eintritt, weil sonst die Grenze der Überlastungsfähigkeit schon bei geringer Abnahme der Umlaufzahl erreicht würde. Bei den meisten Motoren sind die Widerstände der Läuferwicklung so bemessen, daß die Kurve des Drehmomentes zwischen den Kurven  $A$  und  $B$  der Fig. 14 liegt.

Im Interesse eines hohen Wirkungsgrades und einer geringen Erwärmung liegt es auch, daß sich der normale Betrieb eines Motors innerhalb enger Schlüpfungsgrenzen abspielt. Größere Motoren haben daher bei ihrer normalen Belastung selten mehr als 0,04 (4 Proz.), kleinere selten mehr als 0,06 (6 Proz.) Schlüpfung, während der Abfall des Drehmomentes erst bei 0,2 (20 Proz.) bis 0,6 (60 Proz.) Schlüpfung beginnt.

Um den besprochenen Fall, daß ein Teil des sekundären Widerstandes aufserhalb des Läufers verbleibt, um nach Erreichung

der normalen Umlaufzahl ausgeschaltet werden zu können, praktisch zu verwirklichen, muß die Läuferwicklung zu Schleifringen geführt werden (Fig. 44, S. 48), von denen der Läuferstrom durch Bürsten dem außerhalb des Motors befindlichen Widerstande (Anlaufswiderstand) zugeführt wird, wie Fig. 15 schematisch zeigt. Das verursacht natürlich eine kompliziertere und teurere Ausführung des Motors, als wenn der Läufer eine kurzgeschlossene Wicklung trägt und der Anlaufswiderstand wegfällt. Es werden daher, wenn nicht die Betriebsverhältnisse ein großes Drehmoment beim Anlaufen notwendig machen, Kurzschlussläufer insbesondere bei kleineren Motoren bevorzugt. In den meisten Fällen giebt auch ein Motor mit Kurzschlussläufer genügendes Drehmoment beim Anlauf, nur verbraucht er dabei erheblich mehr Strom, als wenn er einen Schleifringläufer mit



Anlaufswiderstand besitzt. Um diese Verhältnisse genauer übersehen zu können, kehren wir zur Gleichung 16) zurück. Bei Stillstand, also beim Beginn des Betriebes, ist die Schlüpfung  $s = 1$ . Das Anlaufsdrehmoment ist also:

$$D_a = \frac{p}{2 \pi n} m w_2 J_2^2 \dots \dots \dots 31)$$

Das heißt, es ist unter sonst gleichen Umständen proportional dem Quadrate der sekundären Stromstärke. Nun ist ein stillstehender Motor mit kurzgeschlossener Läuferwicklung nichts anderes als ein kurzgeschlossener Transformator. Von einem solchen gilt, daß die primären und sekundären Amperewindungen einander gleich sind<sup>1)</sup>, also:

$$J_2 N_2 = J_1 N_1,$$

daher 
$$D_a = \frac{m p w_2}{2 \pi n} \frac{N_1^2}{N_2^2} J_1^2 \dots \dots \dots 32)$$

<sup>1)</sup> Benischke, „Grundgesetze“, S. 48, Gl. 58).

das heißt, das Anlaufsdrehmoment ist proportional dem Quadrate der primären, von der Ständerwicklung aufgenommenen Stromstärke und dem sekundären Widerstande. Ist also der sekundäre Widerstand groß, so ist zur Hervorbringung eines gewissen Anlaufsdrehmomentes eine im quadratischen Verhältnisse kleinere primäre Stromstärke erforderlich, als wenn der sekundäre Widerstand klein ist. Es empfiehlt sich daher, im Interesse eines geringen Stromverbrauches beim Anlauf die Schleifringmotoren mit regulierbaren Anlaufwiderständen (Fig. 15, *a d*) zu versehen, deren Ohmscher Widerstand durch Verschiebung einer leitenden Brücke *B* von *a* nach *d* allmählich bis Null vermindert werden kann. Erfordert die Art des Betriebes nur ein kleines Anlaufsdrehmoment, so wird dies schon bei einem hohen sekundären Widerstande, also mit geringem Stromverbrauche, erreicht. Der Motor beginnt sich zu drehen und kommt bei allmählicher Verringerung des Widerstandes im Anlasser zu jener Schlüpfung, wo das Drehmoment seinen größten Wert hat. Wird nun der Widerstand immer weiter vermindert, entsprechend der wachsenden Umlaufzahl (abnehmenden Schlüpfung), so bleibt das maximale Drehmoment eine Weile bestehen, weil es sich in der Richtung der zunehmenden Umlaufzahl (in Fig. 14 nach links) verschiebt. Auf diese Weise ist es möglich, den Motor mit kleinstem Stromverbrauch in Betrieb zu setzen. Das ist von Wert, wenn die Stromquelle im Vergleich zum Motor nicht sehr groß ist, weil dann durch einen unverhältnismäßig großen Stromverbrauch des Motors ein starker Spannungsabfall im Netze verursacht wird.

Aus den Gleichungen 31) und 32) ergibt sich ferner, daß unter sonst gleichen Umständen das Anlaufsdrehmoment verkehrt proportional der Periodenzahl des primären Stromes ist. Sind die Betriebsverhältnisse derart, daß man für die Zeit des Anlaufes die Periodenzahl des Stromerzeugers herabsetzen kann, so erzielt man dadurch eine Vergrößerung des Anlaufsdrehmomentes in demselben Verhältnisse. Davon macht man manchmal bei der Inbetriebsetzung von Motoren Gebrauch (vgl. Kap. 24). Aber auch bei jeder beliebigen Schlüpfung wächst das Drehmoment mit abnehmender Periodenzahl, wie aus Gleichung 26) hervorgeht. Wenn man aber daraus den Schluß ziehen würde, daß es vorteilhaft sei, einen Motor mit geringerer



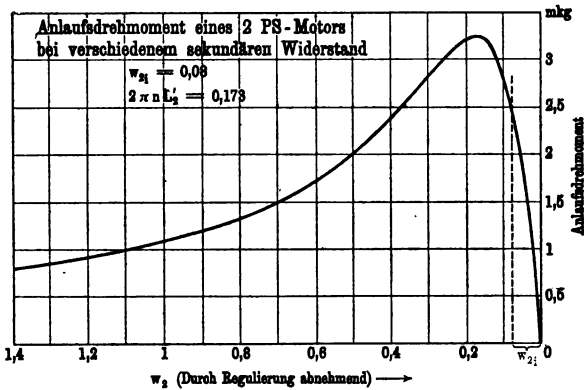
Periodenzahl zu betreiben, als für die er bestimmt ist, so wäre das falsch. Denn abgesehen von anderen Nachteilen, die dabei auftreten, ist dann die normale Umlaufzahl und damit die Leistung des Motors entsprechend kleiner.

Um die Abhängigkeit des Anlaufsdrehmomentes vom sekundären Widerstande bei konstanter E. M. K. zu erhalten, müssen wir in Gleichung 26)  $s = 1$  setzen; man erhält:

$$D_a = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{2 \pi N_1^2 \gamma^2 n} \frac{w_2}{[w_2^2 + (2 \pi n L_2')^2]} \dots 33)$$

Fig. 16 zeigt diese Abhängigkeit bei einem 2 PS-Motor.

Fig. 16.



Bei der weiteren Diskussion müssen wir unterscheiden zwischen Motoren, die mit verhältnismäßig hohem sekundären Widerstande unter Verwendung eines entsprechenden Anlassers, und solchen, die mit geringem Widerstande (Kurzschlussläufer) anlaufen. Im ersten Falle kann  $(2 \pi n L_2')^2$  gegen  $w_2^2$  vernachlässigt werden, und man erhält näherungsweise:

$$D_a = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{2 \pi N_1^2 \gamma^2 n w_2} \dots 34)$$

In diesem Falle ist also das Anlaufsdrehmoment umgekehrt proportional der Periodenzahl und dem sekundären Widerstande (linkes Ende der Kurve in Fig. 16 von  $w_2 = \infty$  bis gegen 0,8).

Bei Motoren mit geringem sekundären Widerstande (Kurzschlussläufer) kann näherungsweise  $w_2^2$  gegen  $(2 \pi n L_2')^2$

vernachlässigt werden. Es ist dann das Anlaufsdrehmoment angenähert:

$$D_a = \frac{m p N_2^2 E_1^2 w_2}{8 \pi^2 N_1^2 \rho^2 n^3 L_2^2} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad 35)$$

In diesem Falle ist also das Anlaufsdrehmoment näherungsweise direkt proportional dem sekundären Widerstande (rechtes Ende der Kurve in Fig. 16) und umgekehrt proportional der dritten Potenz der Periodenzahl.

Demnach hat eine Vergrößerung des sekundären Widerstandes nur dann eine Vergrößerung des Anlaufsdrehmomentes zur Folge, wenn der Widerstand unterhalb eines gewissen, nur von  $L_2$  abhängigen Wertes bleibt (in dem durch Fig. 16 dargestellten Beispiele unter 0,173 Ohm). Oberhalb dieser Grenze hat die Vergrößerung des Widerstandes nur eine Verminderung des Anlaufsdrehmomentes zur Folge. In dieser Figur bezeichnet  $w_2$  den Widerstand der Läuferwicklung (0,08 Ohm). Wird ihr kein Anlaufswiderstand vorgeschaltet, so läuft dieser Motor mit dem durch die gestrichelte Linie bezeichneten Drehmomente (2,5 mkg) an.

Soll das Anlaufsdrehmoment gleich dem größten überhaupt möglichen Drehmomente sein, wie es durch Gleichung 30) dargestellt ist, so ergibt sich der dazu erforderliche sekundäre Widerstand aus Gleichung 27), wenn dort  $s = 1$  gesetzt wird. Das giebt

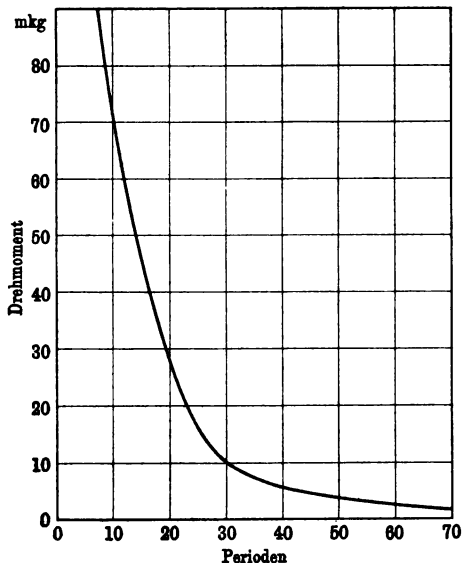
$$w_2 = 2 \pi n L_2',$$

in Worten: Der sekundäre Ohmsche Widerstand muß gleich sein dem dem sekundären Streufelde entsprechenden induktiven Widerstande. In unserem Beispiele ist dieser Wert 0,173 Ohm. Es ist also ein Vorschaltwiderstand von 0,093 im Läuferstromkreise notwendig, um das größte Drehmoment (3,24 mkg) gerade beim Anlauf zu erhalten. Aus der Kurve Fig. 16 findet man auch den zu jedem kleineren Anlaufsdrehmomente erforderlichen Widerstand, und dann aus Gleichung 31) den dabei auftretenden Läuferstrom, und aus Gleichung 32) den dazu erforderlichen Ständerstrom. Das ist für die Berechnung von Anlässern wichtig (vgl. Kap. 24).

In Bezug auf die Periodenzahl des zugeführten Stromes ergibt sich aus Gleichung 33), daß das Anlaufsdrehmoment um

so größer ist, je kleiner die Periodenzahl ist. Im ersten Falle, bei großem sekundären Widerstande (Gleichung 34), ist es der ersten Potenz der Periodenzahl verkehrt proportional, im zweiten Falle aber, bei kleinem sekundären Widerstande (Gleichung 35), der dritten Potenz. Diesen letzteren Fall stellt Fig. 16 a durch eine Kurve dar. Bei Kurzschlussläufern kann

Fig. 16 a.



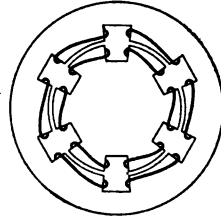
man also durch Verminderung der Periodenzahl beim Anlaufen eine sehr bedeutende Vergrößerung des Anlaufdrehmomentes erreichen. Dabei ist aber Voraussetzung, daß die übrigen Größen, insbesondere die dem Motor zugeführte E. M. K. (Gleichung 35) konstant gehalten wird.

## 10. Ungleichmäßiges Drehmoment.

Die vorstehenden Betrachtungen gehen von der Voraussetzung aus, daß wir es mit Drehfeldern von gleichmäßiger Stärke und gleichförmiger Drehgeschwindigkeit zu tun haben. Wie wir aus Kap. 2 wissen, wird dies dadurch erreicht, daß sich die von

den einzelnen Phasenwickelungen erzeugten Felder übereinanderlagern, was wiederum dadurch erreicht wird, daß die Wickelungen übereinandergreifen. Denkt man sich aber im Gegensatz zu Fig. 10 und 12 die Wickelung eines zweipoligen Dreiphasenmotors im Ständer und Läufer mit nebeneinander liegenden Spulen ausgeführt, wie Fig. 17 zeigt, so würde sich der Läufer nicht drehen. Denn hierbei tritt das von jeder Phase erzeugte Feld nur aus dem von seiner Wickelung umschlossenen, scharf abgegrenzten Pole heraus und in den Läufer bei einem ebenso abgegrenzten Pole hinein. Die zwischen primärer und sekundärer Wickelung auftretenden Kräfte

Fig. 17.



wirken nur in der Richtung des Radius und heben sich daher gegenseitig auf. Aber auch bei einer normalen Wickelung mit übereinandergreifenden Spulen ist etwas Ähnliches der Fall, wenn gleichviel Zähne im Ständer und Läufer vorhanden sind (Fig. 18). Ein solcher Motor läuft tatsächlich nicht an, wenn sich die Zähne gerade gegenüberstehen und er nicht von außen einen Anstoß bekommt. Um das zu vermeiden, müssen Ständer und Läufer eine verschiedene Anzahl von Zähnen erhalten, weil sich dann niemals alle gegenüberstehen können. Am besten ist es, wenn die Anzahl der Zähne im Ständer und Läufer so verschieden ist, daß sie nicht einmal ein gemeinschaftliches Maß

Fig. 18.

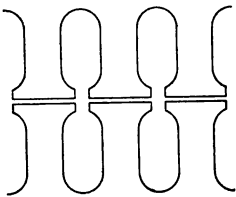
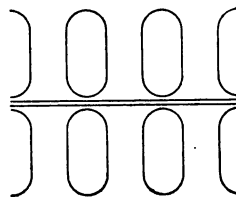


Fig. 19.



haben. Bei den sogenannten Käfigläufern ist dies leicht zu erreichen. Bei den Läufern mit Schleifringen hingegen, die eine Phasenwicklung erhalten müssen, ist die Anzahl der Zähne in der Regel ein Vielfaches der Polzahl und Phasenzahl. Bei gewissen Stellungen des Läufers stehen sich also immer einige

Zähne genau und einige nahezu gegenüber; infolgedessen kommt es öfters vor, daß solche Motoren nicht von selbst anlaufen, wenn nicht ein Anstoß erfolgt, wozu in der Regel schon die Erschütterung des Läufers beim Einschalten des Stromes genügt. Mit der Hand aber kann man sie häufig an bestimmten Stellen zum Stillstand bringen. Zum mindesten fühlt man bei allen derartigen Motoren, daß sich das Anlaufdrehmoment ruckweise ändert, je nach der gegenseitigen Stellung der Zähne.

Etwas anderes ist es, wenn die Drähte der Wickelungen nicht in offenen, sondern in geschlossenen Nuten (Löchern) liegen, wie Fig. 19 zeigt. Hier findet eine Verwischung der aus- und eintretenden Felder statt, so daß bestimmte gegenseitige Stellungen nicht vorhanden sind. Wenn trotzdem Motoren dieser Art immer seltener werden, so hat das seinen Grund in Fabrikationsschwierigkeiten. Wir haben schon in Kap. 8 gesehen, daß die Streuung (Gleichung 25) und insbesondere das sekundäre Streufeld von Bedeutung sind. Beide aber hängen in erster Linie von dem magnetischen Widerstande zwischen den Zähnen ab. Dieser ändert sich bedeutend, wenn die dünnen Eisenstege bei Fig. 19 auch nur um sehr wenig geändert werden, wie dies beim Abdrehen auf der Drehbank leicht sein kann.

## 11. Drehmoment infolge von Wirbelströmen und Hysteresis.

Außer dem in der Wickelung des Läufers auftretenden Strome  $J_2$  werden auch Wirbelströme in den Eisenscheiben des Läufers induziert, die natürlich auch mit dem gemeinsamen magnetischen Felde verkettet sind und daher ein Drehmoment verursachen. Es ist aber gegenüber dem vom Läuferstrome verursachten so gering, daß es unbedenklich vernachlässigt werden kann. Wollte man es berücksichtigen, so müßte man den Strom  $J_2$  um einen kleinen Betrag vergrößern, der sich aus dem berechneten Wärmeverlust durch Wirbelströme schätzen läßt.

Außerdem giebt es noch ein kleines Drehmoment, das in der Hysteresis oder richtiger gesagt in der Remanenz des Eisens begründet ist. Infolge dieser Eigenschaft ist bei periodischer Magnetisierung des Eisens in jedem Augenblicke ein Rest von dem unmittelbar vorhergehenden magnetischen Zustande vor-

handen. Da sich bei einem Drehstrommotor das primäre Feld fortwährend dreht, der Läufer aber hinter diesem um den Betrag der Schlüpfung zurückbleibt, so bleibt auch der remanente Magnetismus an den Poleintrittsflächen des Läufers hinter den Polaustrittsflächen des Ständers zurück. Zwischen beiden besteht also eine Kraft, deren Richtung durch die Verbindungslinie der beiden Polmittelpunkte gegeben ist. Davon fällt eine Komponente in die Richtung des Radius, die andere in die Richtung der Tangente des Läufers. Die letztere erzeugt also ein Drehmoment, das um so kleiner ist, je weniger der Läufer hinter dem Drehfelde zurückbleibt, d. h. je kleiner die Schlüpfung ist. Bei Synchronismus ist es null, weil sich dabei die rotierenden Pole des Ständers und Läufers genau gegenüberstehen und infolgedessen die vom remanenten Magnetismus herrührenden Kräfte in der Richtung des Radius wirken. Solange die Verschiebung zwischen den zusammengehörenden Polflächen des Ständers und Läufers gering ist, also bei geringer Schlüpfung (geringer Belastung), ist das von der Remanenz herrührende Drehmoment proportional der Schlüpfung.

Bei Motoren mit offenen Nuten gibt es außer dieser Polremanenz noch einen remanenten Magnetismus in jedem Zahn. Da sich aber im Bereiche jeder Polfläche mehrere Zähne befinden, so geht von jedem Zahn eine Kraft nach vorwärts und eine nach rückwärts aus, die sich schon im Bereiche jedes Poles gegenseitig aufheben.

Da im Interesse eines guten Wirkungsgrades nur Bleche mit kleiner Hysteresis, also auch kleiner Remanenz, zum Bau von Drehstrommotoren verwendet werden, so ist auch das (von der Polremanenz herrührende Drehmoment sehr klein gegenüber dem vom Läuferstrom verursachten. Doch ist es möglich, das Wirbelstrom- und Remanenzdrehmoment zusammen manchmal ausreichen, um die Luft- und Lagerreibung zu überwinden und einen leerlaufenden Motor im Gange zu erhalten, selbst wenn der Läuferstromkreis geöffnet ist.

## 12. Leistung und Wirkungsgrad.

Nach einem Grundgesetze der Mechanik ist die Leistung irgend eines Motors gleich dem Produkte aus Drehmoment und



Zur Vereinfachung fassen wir alle von  $s$  unabhängigen Größen zu einer Konstanten  $C$  zusammen und setzen  $2\pi n = \omega$ . Dann ist

$$P_2 = C \frac{s(1-s)}{w_2^2 + s^2 \omega^2 L_2^2}.$$

Dann ergibt sich folgende Bedingungsgleichung für das Maximum:

$$s^2 \omega^2 L_2^2 + 2s w_2^2 = w_2^2 \quad . . . . . 43)$$

Da die Gleichung quadratisch ist, ergeben sich zwei Werte für  $s$ , bei denen ein Maximum eintritt, nämlich:

$$s = - \frac{w_2}{\omega^2 L_2^2} (w_2 - \sqrt{w_2^2 + \omega^2 L_2^2})$$

und

$$s = - \frac{w_2}{\omega^2 L_2^2} (w_2 + \sqrt{w_2^2 + \omega^2 L_2^2}).$$

Wie man sieht, hängt die Schlüpfung, bei der ein Maximum eintritt, nur vom Ohmschen und vom induktiven Widerstande des sekundären Stromkreises ab, ebenso wie jener Wert der Schlüpfung, bei der das Maximum des Drehmomentes eintritt (Kap. 8). Der erste Wert für  $s$  ist immer positiv, weil der Klammerausdruck immer negativ ist. Dieser Wert für  $s$  bezieht sich also auf den Betrieb als Motor. Der zweite Wert für  $s$  ist immer negativ; er bezieht sich also auf den Fall, daß die Maschine als Stromerzeuger betrieben wird, indem sie durch eine äußere Kraft übersynchron angetrieben wird (Kap. 26).

Unter Wirkungsgrad  $\eta$  eines Motors versteht man das Verhältnis der Nutzleistung zur gesamten vom Motor aufgenommenen Leistung. Bezeichnet man die letztere mit  $Q$ , so ist

$$\eta = \frac{P_n}{Q}.$$

Experimentell wird der Wirkungsgrad dadurch bestimmt, daß man die Nutzleistung durch Bremsung und die aufgenommene elektrische Leistung mittels Wattmeter ermittelt. Bei der Berechnung des Wirkungsgrades hat man zu beachten, daß sich die vom Motor aufgenommene Leistung zusammensetzt aus der vom Motor abgegebenen Leistung und sämtlichen Verlusten. Diese sind: Der Verlust durch Luft- und Lagerreibung (eventuell auch Bürstenreibung)  $R$ , die Eisenverluste  $G$ , bestehend aus den

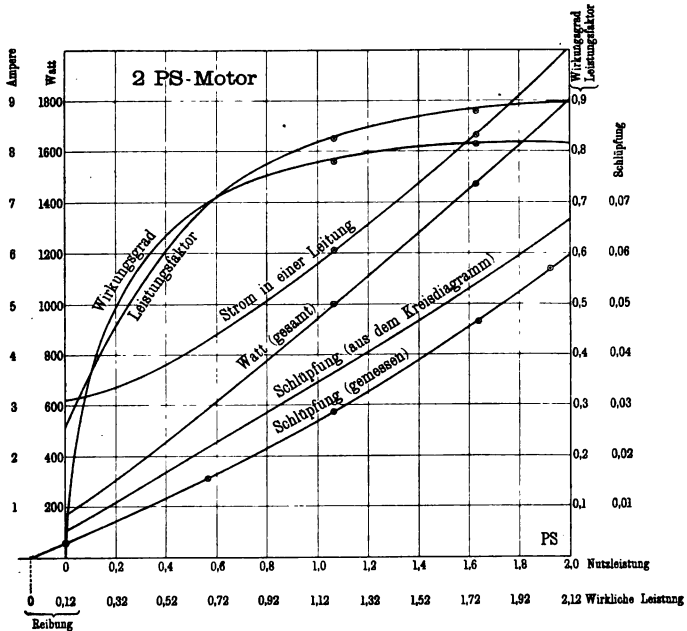


Hysteresis- und Wirbelstromverlusten im Ständer und Läufer, der Verlust durch Stromwärme in der Wicklung des Ständers — das ist der Kupferverlust im Ständer  $H$  und endlich der Verlust durch Stromwärme in der Läuferwicklung — das ist der Kupferverlust  $V$  im Läufer. Demnach ist

$$Q = P_n + R + G + H + V.$$

Zum Zweck der Beurteilung eines Motors in Bezug auf seine Betriebseigenschaften pflegt man den Wirkungsgrad, den Lei-

Fig. 20 a.

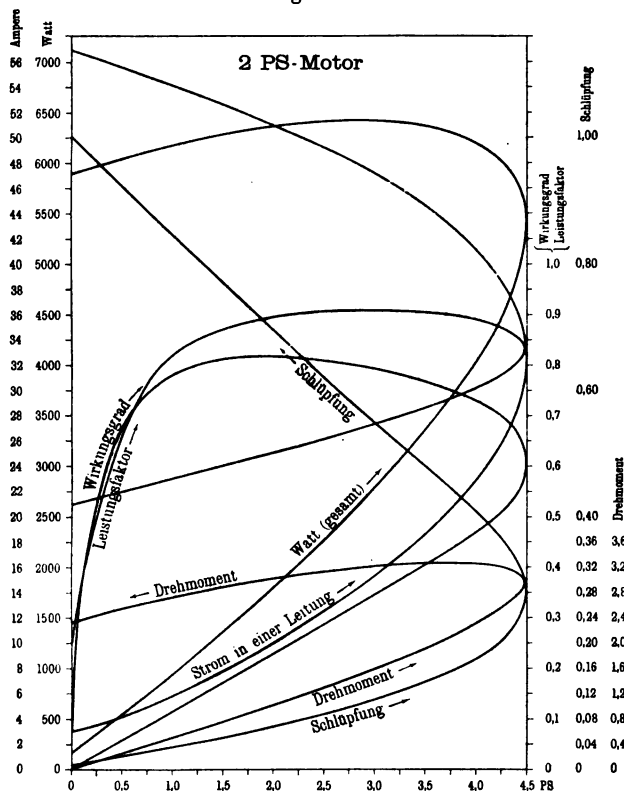


stungsfaktor ( $\cos \varphi_1$ ), die primäre Stromstärke, die Schlüpfung und das Drehmoment in Abhängigkeit von der Nutzleistung darzustellen.

Fig. 20 a zeigt diese Kurven für einen dreiphasigen, vierpoligen Motor von 2 PS normaler Nutzleistung. Die obere Zahlenreihe am unteren Rande bedeutet die Nutzleistung  $P_n$ , die untere die wirkliche Leistung  $P_2$ , welche sich aus jener dadurch

ergibt, [daß der Abschnitt links vom Nullpunkte der Nutzleistung, der den Reibungsverlust in Pferdestärken darstellt, zu jener hinzugezählt wird? Die Schnittpunkte der im Nullpunkte der Nutzleistung errichteten Ordinate mit den Kurven geben die Verhältnisse bei Leerlauf an. Dabei ist natürlich nur der auf

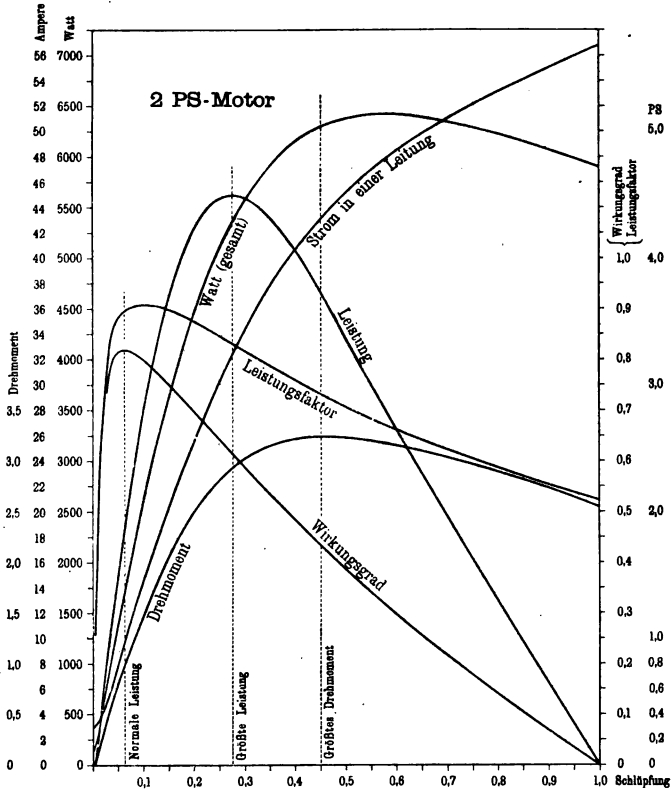
Fig. 20 b.



die Nutzleistung bezogene Wirkungsgrad Null, während das Drehmoment und die Schlüpfung erst bei dem Punkte durch Null gehen, wo die wirkliche Leistung Null ist. Die Stromstärke  $J_1$  und der Leistungsfaktor  $\cos \varphi_1$  können dabei natürlich nicht Null sein, weil sie selbst bei einer Drosselspule einen gewissen Wert haben.

Fig. 20 b zeigt dieselben Größen aber in ihrem vollständigen Verlaufe, wenn der Motor vom Leerlauf an immer mehr belastet wird (Richtung der Pfeile), bis er bei 4,5 PS seine größte Leistung erreicht. Hier haben alle Kurven einen Scheitelpunkt. Wird der Motor weiter belastet, so fällt seine Leistung wieder

Fig. 21.



bis Null (beim Stillstand). Dabei wachsen Schlüpfung und Strom bis zu dem bei der betreffenden Spannung größtmöglichen Werte. Dagegen wächst das Drehmoment nur bis zum Werte 3,25 mkg, den es bei 3,6 PS auf dem absteigenden Aste erreicht (während es bei der normalen Leistung des Motors [2 PS am

aufsteigenden Aste] ungefähr 1 mkg beträgt). Von da fällt es bis auf 2,3 mkg bei Stillstand (Anlaufsdrehmoment). Die größtmögliche Leistung (4,5 PS) beträgt also das 2,25 fache der normalen, und das größte Drehmoment (die Überlastungsfähigkeit) ist das 3,25 fache des normalen.

Der Leistungsfaktor ( $\cos \varphi_1$ ) erreicht schon bei zunehmender Leistung bei 2,7 PS und der Wirkungsgrad bei 1,9 PS seinen größten Wert.

Fig. 21 zeigt die Abhängigkeit derselben Größen von der Schlüpfung bezw. der Umlaufzahl.

Als normale Leistung — bei diesem Beispiele 2 PS — gilt jene, mit welcher der Motor dauernd betrieben werden kann, ohne daß er zu heiß wird, und über die hinaus er noch eine gewisse Überlastung erfahren kann, ohne außer Tritt zu fallen. In der Regel ist es die Erwärmung, die die Grenze bestimmt. Erreicht aber ein Motor das größte Drehmoment (in Bezug auf die Schlüpfung) früher als die größte zulässige Erwärmung, so muß die Grenze nach jenem bestimmt werden, weil man andernfalls einen Motor erhalten würde, der schon bei einer zu geringen Überlastung den absteigenden Ast des Drehmomentes erreichen würde und daher zum Stillstande käme.

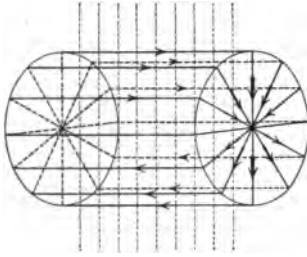
### 13. Kurzschlussläufer.

Die in Fig. 13 gezeichnete Bewickelung eines Läufers wäre für einen rationellen Motor unzuweckmälsig, weil nicht die ganze Mantelfläche ausgenutzt wird. Am einfachsten wäre es, den Läufer mit einem Mantel aus Kupferblech zu überziehen. Dadurch würde aber ein beträchtlicher Zwischenraum zwischen dem Eisenkörper des Ständers und des Läufers entstehen. Da das gemeinsame Feld diesen Luftspalt durchsetzen muß, so sind um so mehr Amperewindungen nötig, je größer er ist. Infolgedessen macht man den Eisenkörper des Läufers so groß, als es im Interesse eines anstandslosen Betriebes und einer zweckmälsigen Fabrikation möglich ist, und legt die stromführenden Leiter in Nuten oder Löcher.

Damit sich die in den einzelnen Leitern durch das Drehfeld induzierten E. M. Ke. nicht gegenseitig aufheben, sondern sich addieren, müssen die zu verschiedenen Polen gehörigen Leiter

hintereinander geschaltet werden. Das ist bei dem durch Fig. 22 schematisch dargestellten Läufer der Fall. Befindet er sich in einem zweipoligen Ständer, dessen Feld durch die gestrichelten Linien angedeutet ist, so haben alle Leiter auf der einen Hälfte

Fig. 22.

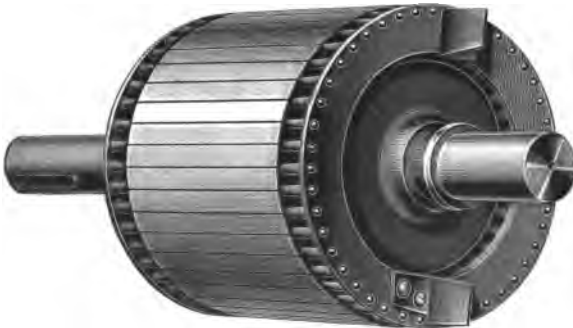


des Läufers entgegengesetzte Richtung wie auf der anderen. Die induzierte E. M. K. ist bei dem dieser Figur entsprechenden Augenblicke in jenen Leitern am größten, welche die meisten Kraftlinien in der Zeiteinheit schneiden, und in jenen Leitern Null, die keine schneiden. Die Stärke der eingezeichneten Pfeile deutet diese Größen-

verhältnisse an. Die Stromstärke in einem solchen durch zwei gegenüberliegende Leiter gebildeten Rechteck ist durch Gleichung 23) bestimmt, wobei  $E_2$ , die in beiden Leitern vom gemeinsamen Felde induzierte E. M. K. bedeutet.

Wie man ohne weiteres einsieht, ändert sich an der Stromverteilung gar nichts, wenn alle diese Rechtecke in der Mitte in

Fig. 23.



ihrem Kreuzungspunkte untereinander verbunden werden, oder wenn die Leiter an beiden Stirnseiten des Läufers in Scheiben oder Ringen aus gut leitendem Metall endigen. Man erhält so den sogenannten Käfigläufer, von dem Fig. 23 ein Bild

giebt<sup>1)</sup>. Befindet sich ein solcher in einem vierpoligen Ständer, so zeigt Fig. 24 die Stromverteilung.

Fig. 24.

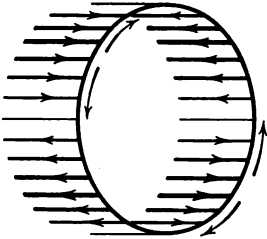


Fig. 27.

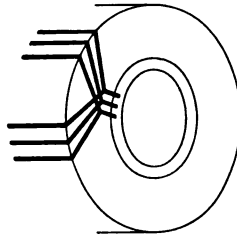


Fig. 25.

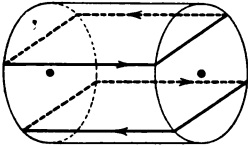
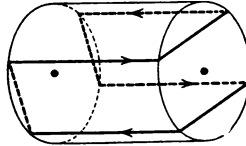


Fig. 26.



Bei größeren Motoren pflegt man Käfigläufer nicht anzuwenden, weil die Wärmeabgabe an die Luft durch die Kurz-

Fig. 28.

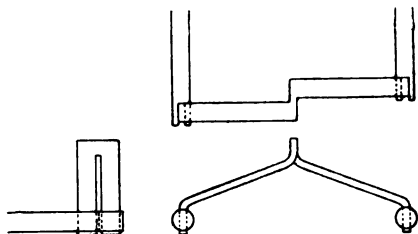


schlufsringe infolge ihrer geringen Oberfläche eine schlechte ist. Man zieht es daher vor, zwei oder mehrere an korrespondierenden

<sup>1)</sup> Die an den Kurzschlufsringen befestigten zwei Flügel dienen dazu, um eine bessere Ventilation des Motors zu erreichen, die sonst infolge der glatten Stirnflächen des Läufers nur gering wäre.

Stellen des Läufers liegende Leiter durch Gabeln zu geschlossenen Windungen zu vereinigen. Bei einem vierpoligen Motor kann die Verbindung entweder wie in Fig. 25 oder wie in Fig. 26 vorgenommen werden. Die letztere bezeichnet man als umlaufende, kurzgeschlossene Wickelung. Fig. 27 zeigt die Gabelverbindungen schematisch (entsprechend der Fig. 25) und Fig. 28

Fig. 29.



ihre wirkliche Ausführung. Die Gabeln werden in der Regel aus einem in der Mitte aufgeschnittenen Kupferstück hergestellt (Fig. 29), indem die beiden Schenkel auseinandergebogen und mit den zwei zu verbindenden Stäben verlötet werden. Wie

man sieht, muß der eine dieser beiden Stäbe um die Hälfte der ganzen Gabelbreite länger sein als der andere, damit die sich kreuzenden Schenkel der Gabeln aneinander vorbeikommen. Die längeren und kürzeren Stäbe folgen entweder abwechselnd (wie in Fig. 28 und 59) oder gruppenweise (wie in Fig. 56) aufeinander.

Eine Kurzschlusswicklung kann natürlich auch aus jeder der im folgenden beschriebenen Phasenwickelungen hergestellt werden, indem die Anfänge und Enden aller Phasen untereinander leitend verbunden werden.

#### 14. Die wichtigsten Wickelungsarten für Ständer und Schleifringläufer.

Die theoretische Voraussetzung eines Drehstrommotors ist ein gleichförmiges, mit gleichmäßiger Geschwindigkeit rotierendes magnetisches Feld. Aus Kap. 10 wissen wir, wie wichtig dieses für einen guten Anlauf des Motors ist. Da das Drehfeld nicht nur von der Wickelung des Ständers erzeugt wird, sondern ein aus Ständer- und Läuferfeld resultierendes ist, so muß auch das Läuferfeld möglichst gleichmäßig sein. Das wird am einfach-

sten durch einen Käfigläufer erreicht. Wenn aber im Interesse des Anlaufdrehmomentes ein Anlaufwiderstand erforderlich ist, und der Läufer daher eine nach außen führende Wickelung erhalten muß, so wird Gleichmäßigkeit des Drehfeldes erreicht, wenn die Wickelung des Läufers ebenso ausgeführt wird, wie die des Ständers. Es sind daher alle Phasenwickelungen sowohl für den Ständer wie für den Läufer grundsätzlich anwendbar. Unterschiede ergeben sich lediglich durch die Spannungsverhältnisse. Diese sind für den Ständer durch die Betriebsspannung, für welche der Motor bestimmt ist, gegeben, während sie für den Läufer insofern beliebig gewählt werden können, als nur die Amperewindungen entsprechend der Leistung des Motors bestimmt sind. Man wird aber einerseits keine zu hohe Spannung wählen, um nicht unnötiges Isoliermaterial verwenden zu müssen und um nicht die Bedienung gefährlich zu machen, andererseits aber auch keine zu kleine Spannung, um nicht wegen der dadurch bedingten großen Stromstärke Schwierigkeiten an den Bürsten und am Anlaufwiderstande zu bekommen und die Fabrikation durch große Kupferquerschnitte zu erschweren.

Wie wir schon aus den Fig. 6 bis 12 ersehen haben, gehören zu einem Pole gleichviel nebeneinander liegende Drähte von jeder Phase, in denen die Ströme zur selben Zeit dieselbe Richtung haben. Besteht also z. B. jede Spulengruppe einer Phase aus drei Spulen, die jede in einer Nute liegen, so hat jeder Pol eines zweiphasigen Motors sechs Nuten, jeder Pol eines dreiphasigen Motors neun Nuten. Denkt man sich die Mantelfläche eines vierpoligen Motors in der Zeichenebene aufgerollt, so erhält man die Fig. 30 bis 34, wo die Lage der Pole zu den Windungen in einem bestimmten Augenblicke durch die schraffierten Flächen angedeutet ist. Die Stromrichtung in diesem Augenblicke wird durch Pfeile bezeichnet. Es gibt nun zwei Arten, die zu einem Polpaare gehörigen, in den Nuten liegenden Drähte einer und derselben Phase miteinander zu verbinden, nämlich so wie in Fig. 30 und 31, die man als Schleifenwicklung bezeichnet, oder so wie in Fig. 32 bis 34, die man als Wellenwicklung bezeichnet. Bei den Fig. 30 und 32 erfolgt die Verbindung der in den Nuten liegenden Drähte durch parallele konzentrische Bogen, bei den Fig. 31, 33 und 34 durch Kreuzungen, wozu sehr häufig die



Fig. 30.

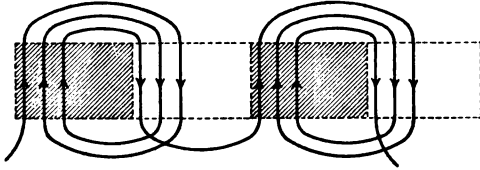


Fig. 31.

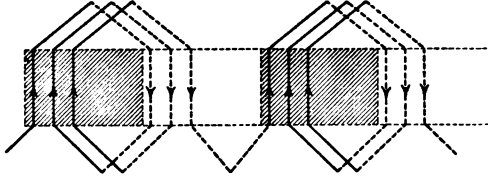


Fig. 32.

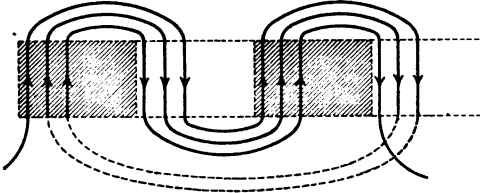


Fig. 33.

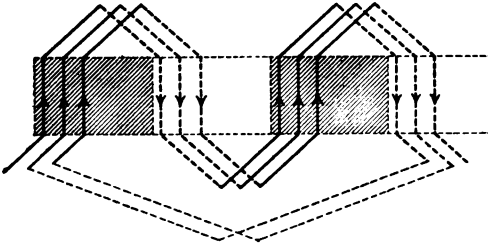
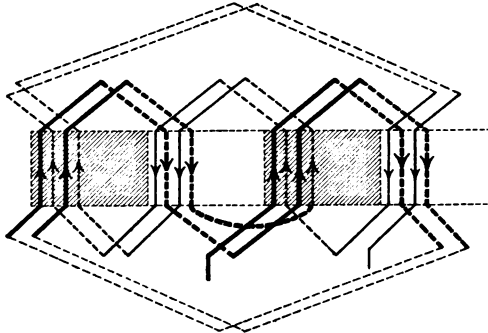


Fig. 34.



in Fig. 29 dargestellten Gabeln verwendet werden<sup>1)</sup>. Wir haben also vier Wickelungsarten zu unterscheiden:

Schleifenwicklung mit Bogenverbindungen,  
 Schleifenwicklung mit gekreuzten Verbindungen,  
 Wellenwicklung mit Bogenverbindungen,  
 Wellenwicklung mit gekreuzten Verbindungen.

Bei den Fig. 32 und 33 schreitet die Wickelung von Pol zu Pol immer in demselben Sinne fort. Bei der Fig. 34 durchläuft die Wickelung zuerst alle Pole zweimal in demselben Sinne (stark gezeichnet), dann in entgegengesetztem Sinne (schwach gezeichnet). Die Wellenwickelungen zerfallen also in fortschreitende und rücklaufende. Ein weiterer Unterschied der letzteren gegenüber jenen besteht darin, daß die Wickelungsschritte von Pol zu Pol nicht konstant sind, sondern daß zwei verschiedene Wickelungsschritte vorkommen, die sich um zwei Einheiten unterscheiden. In Fig. 34 und 57 (Tafel I) sind sie z. B. 10 und 8, in Fig. 58 (Tafel II) 14 und 12. Ferner geht die Wickelung, nachdem sie alle Pole einmal durchlaufen hat, nicht zu dem neben dem Anfange liegenden (zweiten) Stabe, wie bei Fig. 32 und 33, sondern zum dritten. Zum zweiten Stabe gelangt sie erst nach der Umkehr des Wickelungssinnes. Dadurch wird eine gleichmäßigere Verteilung der Kreuzungen (Gabeln) erreicht als bei der fortschreitenden Wellenwicklung. Jede Gabel verbindet zwei Stäbe (Fig. 28 und 29) derart, daß der äußere Schenkel der Gabel mit dem längeren Stabe, der innere mit dem kürzeren Stabe verlötet ist<sup>1)</sup>.

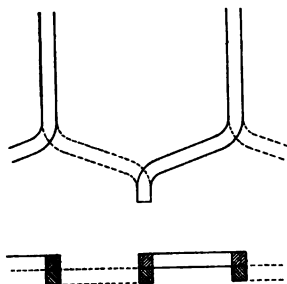
Der unkonstante Wickelschritt hat zur Folge, daß bei der rücklaufenden Wellenwicklung lange und kurze Stäbe abwechseln (Fig. 28 und 59), während bei der fortschreitenden Wellenwicklung (Fig. 33) und bei der Schleifenwicklung mit Gabeln (Fig. 31) lange und kurze Stäbe gruppenweise nebeneinander liegen (Fig. 56). Statt mit Gabeln und einem Stabe pro Nut

---

<sup>1)</sup> Die kürzeren Stäbe mit den dazu gehörigen inneren Gabelschenkeln sind in diesen und allen folgenden Figuren gestrichelt, die längeren mit den dazu gehörigen äußeren Gabelschenkeln sind voll ausgezogen. Diese Unterscheidung ist nötig, um zu erkennen, ob sich nicht etwa zwei äußere oder zwei innere Schenkel kreuzen. Eine solche Wickelung wäre praktisch unausführbar.

läßt sich die rücklaufende Wellenwickelung auch als sogenannte Fafswickelung mit zwei Stäben pro Nut ausführen. Statt der Gabeln und Stäbe kommen dann nur entsprechend längere

Fig. 35.



Stäbe von gleicher Länge zur Anwendung, von denen immer ein unten und ein oben liegender so zusammengebogen werden, daß sich die Enden berühren und verlötet werden können (Fig. 35). Fig. 60 (S. 56) zeigt das Bild eines derart gewickelten Läufers. Im Wickelschema (Fig. 34; Fig. 57, Tafel I; Fig. 58, Tafel II) bedeuten die gestrichelten Linien die unten liegenden Stäbe, die ausgezogenen Linien

die oben liegenden Stäbe. Diese Fafswickelung hat gegenüber der Gabelverbindung den Vorteil, daß keine besonderen Stücke (Gabeln) angefertigt werden müssen und nur die halbe Anzahl von Lötstellen vorkommen. Werden profilierte Kupferstäbe ver-

Fig. 36.



wendet, derart, daß zwei übereinander liegende eine Nut gerade ausfüllen (Fig. 36), so ist die Ausnutzung des Wickelraumes ebensogut wie bei Gabeln mit einem Stabe pro Nut, die erforderliche Nutenzahl aber nur halb so groß. Die Fafswickelung ist demnach die günstigste Läuferwickelung für nicht zu kleine und nicht zu große Motoren.

Für kleinere Motoren, die mit dünnen Drähten gewickelt werden müssen, ist die Schleifenwickelung mit Bogenverbindung (Fig. 30) die günstigste, sowohl für den Ständer wie für den Läufer. Es können da beliebig viele Drähte pro Nut zur Anwendung kommen. Bei derselben Wickelung mit gekreuzten Verbindungen (Fig. 31) brauchen die Spulenköpfe mehr Raum, da sich eben die einzelnen Spulengruppen kreuzen müssen.

Die Wellenwickelungen (Fig. 32 bis 34) sind alle nur für Niederspannung verwendbar, wo in einer Nut höchstens zwei Stäbe vorkommen. Denn würde man eine Hochspannungswickelung in mehreren Umgängen dieselben Nuten durchlaufen lassen, so würden zwischen den in einer Nut liegenden Drähten größere Spannungsunterschiede auftreten, die für die Drahtumspinnung

zu hoch wären. Für die Läuferwicklung grosser Motoren ist die fortschreitende Wellenwicklung mit Bogenverbindungen (Fig. 32 und 53) die günstigste. Sie hat nur den Nachteil, dass mehrere verschiedene Bogenstücke angefertigt werden müssen.

Nach Feststellung der einzelnen Wickelungselemente haben wir nun die Anordnung bei zwei und drei Phasen zu betrachten. Beim Zweiphasensystem sind die beiden Ströme um ein Viertel einer Periode (also um  $90^\circ$ ) zeitlich gegeneinander verschoben. Es müssen also die Wickelungen um ein Viertel eines Polpaars oder um die Hälfte eines Poles örtlich gegeneinander verschoben sein, wie schon Fig. 3 (S. 4) für eine Ringwicklung und Fig. 9 (S. 8) für eine Trommelwicklung zeigt. Aus diesem und dem früher (S. 43) aufgestellten Grundsatz, dass die Stromrichtung in allen zu einem Pol gehörenden Leitern dieselbe sein muss, ergibt sich durch zweimalige Anwendung des Wickelungselementes Fig. 30 die zweiphasige Schleifenwicklung mit Bogenverbindung Fig. 37 (Tafel I). Bei vier Nuten pro Phase und Pol oder überhaupt bei jeder geraden Anzahl können die zu einer Gruppe gehörigen Spulen nach entgegengesetzten Seiten gewickelt werden (Fig. 38, Tafel I).

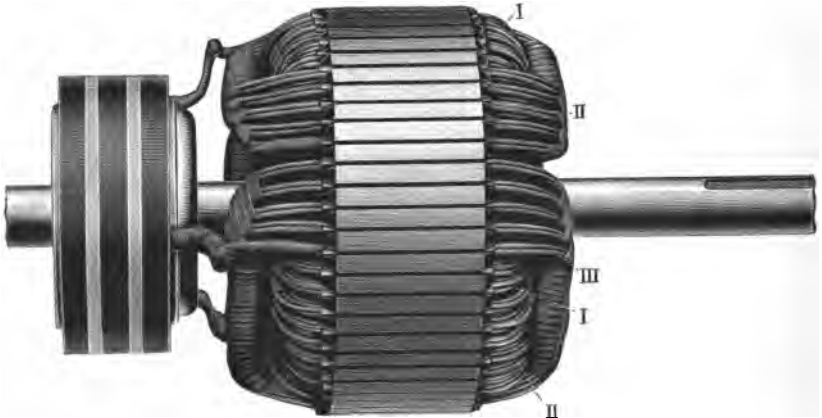
Beim Dreiphasensystem sind die Ströme um ein Drittel einer Periode ( $120^\circ$ ) zeitlich gegeneinander verschoben. Es müssen also die Wickelungen um ein Drittel eines Polpaars örtlich gegeneinander verschoben sein, wie schon Fig. 7 und 8 für eine Ringwicklung und Fig. 10 für eine Trommelwicklung zeigt. Aus der Fig. 39 (Tafel II) ergibt sich, dass in jedem Augenblick, wo nicht gerade einer der drei Ströme Null ist (wie z. B. im Augenblick  $t_1$  oder  $t_2$ ), zwei von ihnen dieselbe und einer entgegengesetzte Richtung hat, wie z. B. im Augenblick  $t_3$ .

Fig. 43.

Schleifenwicklung der  
A. E. G.

Das muß berücksichtigt werden, wenn man die Stromrichtung durch Pfeile einzeichnet, wie es hier geschehen ist. Dann müssen bei einer richtigen Dreiphasenwicklung die Stromrichtungen in allen zu einem Pol gehörenden Leitern dieselben sein. Unter Berücksichtigung dieses Umstandes ergibt sich durch dreimalige Anwendung des Wickelungselementes Fig. 30 die dreiphasige Schleifenwicklung mit Bogenverbindung Fig. 42 (Tafel II). Wie man sieht, liegen die Anfänge  $I_a$ ,  $II_a$ ,  $III_a$  um ein Drittel eines Polpaares auseinander und die beiden ersten haben entsprechend dem obigen Grundsatz dieselbe Stromrichtung, der dritte aber entgegengesetzte. Trotzdem sind in allen

Fig. 44.

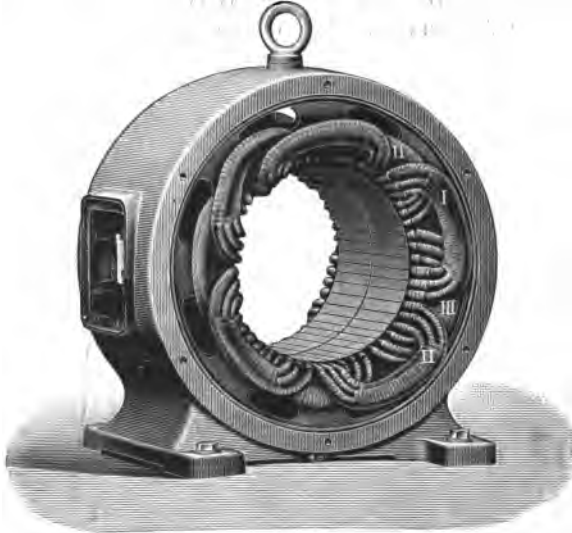


Läufer mit Schleifenwicklung der A. E. G.

zu einem Pol gehörenden Leitern der drei Phasen die Stromrichtungen gleich. Die Sternschaltung (Fig. 40, Tafel II) erhält man, indem man entweder alle drei Anfänge oder alle drei Enden vereinigt. Die Dreieckschaltung (Fig. 41, Tafel II) erhält man, indem man das Ende einer Phase mit dem Anfange der nächsten vereinigt. Für die praktische Ausführung kommt die Lage der Spulenköpfe in Betracht. Sie werden bei dieser Wickelungsart meist so angeordnet, daß abwechselnd einer über den anderen liegt. Infolgedessen liegen bei der Zweiphasenwicklung die Spulenköpfe einer Phase durchwegs unten, die der anderen durchwegs oben, während bei der Dreiphasenwicklung

die Spulenköpfe verschiedener Phasen abwechselnd unten und oben liegen. Die Fig. 43 bis 45 und 47 zeigen wirkliche Aus-

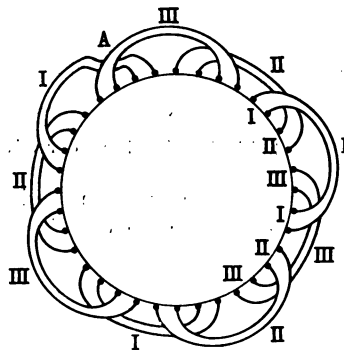
Fig. 45.



Sechspolige Schleifenwicklung mit gekröpfter Spule der A. E. G.

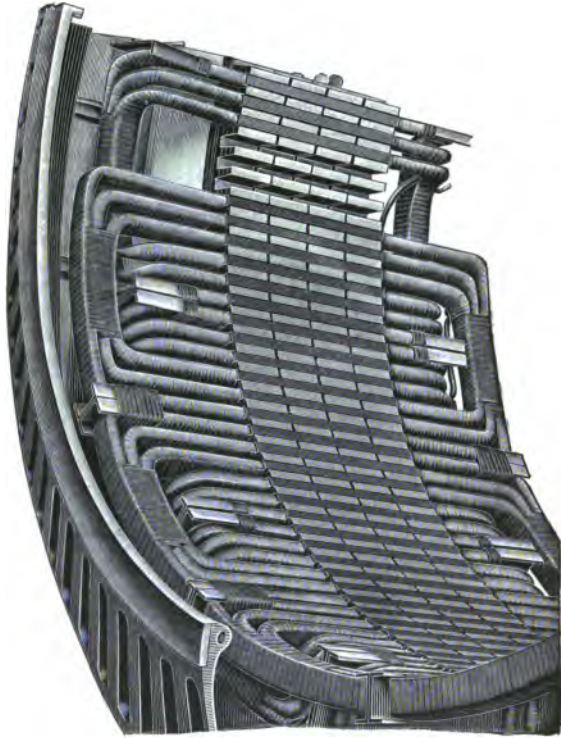
führungen dieser Wicklungsart. Bei sechs Polen, sowie bei allen Wicklungen mit ungerader Anzahl von Polpaaren, er-  
giebt sich eine Unsymmetrie, wie die schematische Darstellung der Stirnseite eines Ständers (Fig. 46) zeigt. Hier treffen an einer Stelle (bei A) zwei Spulen zusammen, die beide oben liegen sollten. Um daher aneinander vorbei zu kommen, ist es nötig, daß die eine von ihnen gekröpft wird. Fig. 45 zeigt die wirkliche Ausführung der gekröpften Spule (links oben). Bei Hochspannung werden in

Fig. 46.



die Nuten Rohre aus Mikanit eingeschoben und die Wickelung wird drahtweise durch sie hindurchgefädelt (genäht). Es giebt nun mehrere Stellen, wo die volle verkettete Spannung zwischen zwei nebeneinanderliegenden Spulen verschiedener Phase auftritt. Der kleinste Abstand zwischen diesen Spulen besteht dort, wo

Fig. 47.

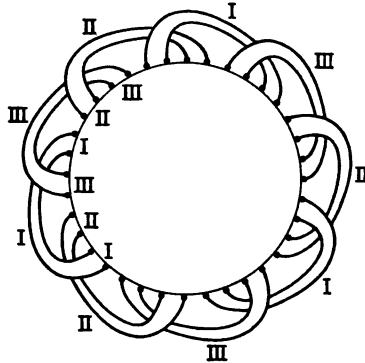


Schleifenwicklung der Siemens-Schuckert-Werke.

die Drähte eben aus den Isolierrohren heraustreten. Man verwendet daher für die obenliegenden Spulenköpfe längere Isolierrohre als für die untenliegenden, und zwischen die unmittelbar nebeneinanderliegenden Spulenköpfe verschiedener Phase schiebt man isolierende Zwischenstücke, wie Fig. 47 nach einer Ausführung der Siemens-Schuckert-Werke zeigt. Die All-

gemeine Elektrizitäts-Gesellschaft verwendet bei Hochspannung eine andere, schuppenförmige Anordnung der Spulenköpfe, wie Fig. 48 schematisch und Fig. 49 a in Wirklichkeit zeigt. Von jedem Spulenkopfe liegt die eine Seite oben, die andere unten. Der obenliegende Teil hat erheblich längere Isolierrohre als der untenliegende, und es kommen nirgends gleich lange Rohre, die zu verschiedenen Phasen gehören, nebeneinander zu liegen, wie bei der gewöhnlichen Anordnung. Wie man aus Fig. 48 ersieht, giebt es bei der schuppenförmigen Anordnung auch bei ungerader Anzahl von Polpaaren keine Unsymmetrie. Sie wird daher auch aus diesem Grunde öfters angewendet. Fig. 49 b zeigt eine Ausführung mit einem einzigen Drahte pro Nute.

Fig. 48.



Die Schleifenwicklung mit gekreuzten Verbindungen wird, wie schon erwähnt, nur mit Gabeln ausgeführt. Fig. 50 (Tafel II) zeigt ein Schema für drei Phasen. Die mit den unteren Gabelschenkeln verbundenen

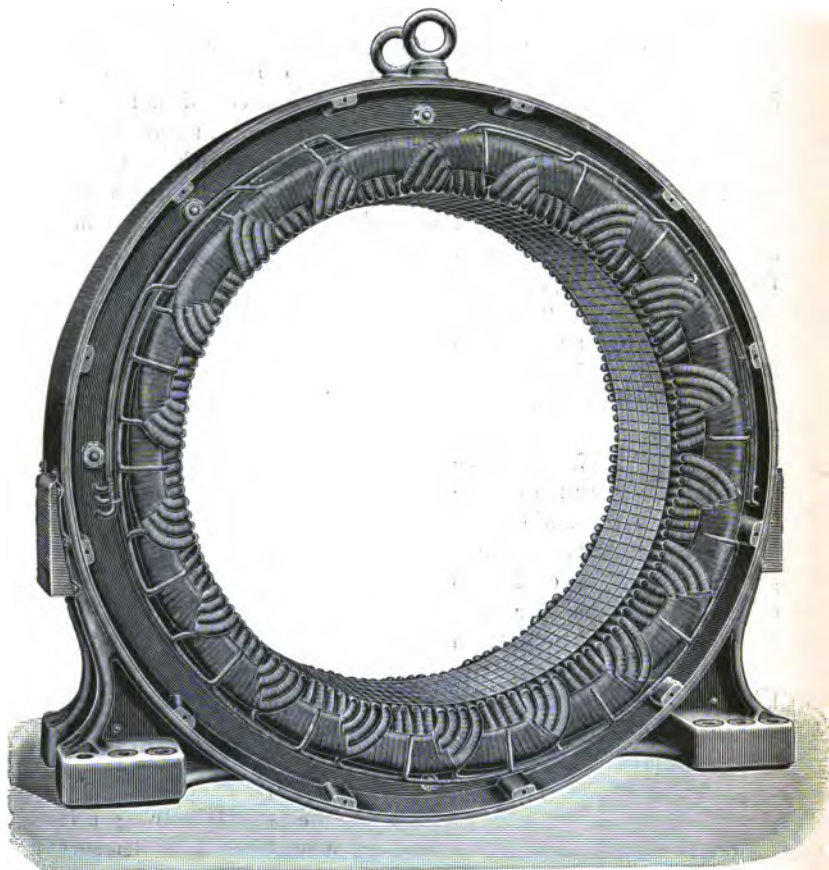
kürzeren Stäbe (gestrichelt gezeichnet) liegen gruppenweise abwechselnd neben den mit den oberen Schenkeln verbundenen längeren Stäben.

Fig. 51 (Tafel I) zeigt eine zweiphasige, Fig. 52 (Tafel II) eine dreiphasige fortschreitende Wellenwicklung mit Bogenverbindungen, entsprechend dem Wickelungselemente in Fig. 32. Über die Anordnung der Spulenköpfe gilt dasselbe wie vorhin bei der Schleifenwicklung mit Bogenverbindung. Für Wickelungen mit einem Stabe pro Nute (Fig. 53) ist sie günstiger als letztere, weil keine Verbindungen zwischen den einzelnen Schleifen, wie dort, nötig sind.

Fig. 54 (Tafel I) stellt eine zweiphasige, Fig. 55 (Tafel II) eine dreiphasige fortschreitende Wellenwicklung mit Gabelverbindungen, entsprechend dem Wickelungselemente Fig. 33 dar. Wie man sieht, ist die dreiphasige viel gleich-



Fig. 49 a.



Schuppenförmige Schleifenwicklung der A. E. G.

Fig. 49 b.

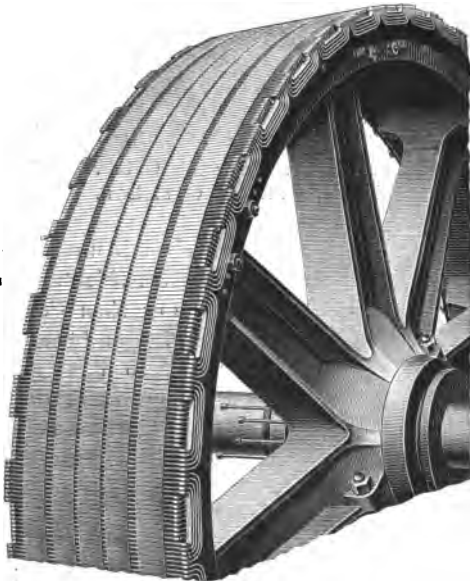


Schuppenförmige Schleifenwicklung der E. A. G. Lahmeyer.

mäßiger als die zweiphasige. Fig. 56 a und b zeigt die wirkliche Ausführung der ersteren.

Fig. 57 (Tafel I) stellt eine zweiphasige, Fig. 58 (Tafel II) eine dreiphasige rücklaufende Wellenwicklung mit gekreuzten Verbindungen, entsprechend dem Wickelungselemente in Fig. 34, dar. Der rücklaufende Teil der Wickelung in jeder Phase ist schwächer gezeichnet. Die den Rücklauf einleitenden Verbindungen sind durch gestrichelte Bögen ein-

Fig. 53.



Wellenwicklung mit Bogenverbindungen der A. E. G.

gezeichnet. Sie liegen bei der wirklichen Ausführung unter allen übrigen Verbindungen. Fig. 59 zeigt die wirkliche Ausführung dieser Wickelung mit Gabelverbindungen (im Ständer und im Läufer), Fig. 60 als Falswicklung (vgl. S. 45). Eine Unsymmetrie, wie sie bei den dreiphasigen Wickelungen mit Bogenverbindung bei ungerader Anzahl der Polpaare auftritt (Fig. 46), ist bei gekreuzten Verbindungen nicht vorhanden. Es kann daher jede ohne weiteres auf beliebige Polzahl angewendet werden.

Aus Fig. 57 und 58 erhält man z. B. ohne weiteres eine sechspolige Wickelung, wenn man sie bei *A* aufschneidet und das

Fig. 56 a.



Fortschreitende Wellenwicklung mit Gabelverbindungen der Maschinenfabrik Oerlikon.

Fig. 56 b.



Fortschreitende Wellenwicklung mit Gabelverbindungen der E. A. G. Lahmeyer.

zwischen *B* und *C* liegende Polpaar einschiebt. In einfacher Weise ergeben sich daraus auch Wickelungen für sechs oder mehr Stäbe pro Phase und Pol, indem der Hingang und Rückgang durch sämtliche Pole einmal öfter ausgeführt wird.

Eine besondere Art von Wickelung bilden die aufgeschnittenen Gleichstromwickelungen. Wie aus Fig. 8 ohne weiteres hervorgeht, erhält man aus einer Gleichstromringwicklung sofort eine dreiphasige Dreieckswickelung, indem man an drei gleichweit abstehenden Stellen Anschlüsse anbringt. Schneidet man die Wickelung an denselben Stellen auf, so daß man drei Anfänge und drei Enden erhält, so kann man daraus

auch die Sternschaltung herstellen. Fig. 7 zeigt, wie man durch Aufschneiden der Ringwicklung an sechs Stellen eine dreiphasige, und Fig. 3, wie man durch Aufschneiden an vier Stellen eine zweiphasige Wickelung erhält. Auch aus vielen Gleichstrom-Trommelwickelungen lassen sich durch Aufsuchung gleichweit abstehender Punkte, die in Bezug auf Gleichstrom gleiches Potential haben, geschlossene Drehstromwickelungen herstellen. Solche Wickelungen — in Dreieckschaltung — kommen bei allen Drehstrom-Gleichstromumformern vor; es ist dazu erforderlich, daß sich die gesamte Stabzahl durch Polzahl und Phasenzahl

Fig. 59.



Rücklaufende Wellenwicklung mit Gabelverbindungen der Siemens-Schuckert-Werke.

teilen läßt. Ist dies nicht der Fall, so entstehen Ströme, die nicht in den äußeren Stromkreis gelangen, sondern nur in der geschlossenen Wickelung verkehren. An den Grenzen der Pole aber ergeben sich Stäbe mit entgegengesetzter Polrichtung, die bei Motoren ein geringeres Drehmoment, als der Stabzahl entspricht, zur Folge haben. Sie haben daher bei Motoren nur dann einen Vorteil und zwar nur als Läuferwickelungen, wenn sich ihre gesamte Stabzahl durch die Polzahl nicht teilen läßt, weil dann das Anlaufdrehmoment, wie wir aus Kap. 10 wissen, gleichmäßiger ist. Um aber die oben erwähnten kurzgeschlossenen Ströme zu vermeiden, werden solche Wickelungen nur in Stern-

schaltung angewendet. Fig. 61 (Tafel II) zeigt eine solche für vier Pole mit 46 Stäben, so daß auf einen Pol  $11\frac{1}{2}$  Stäbe entfallen. Kommen zwei Stäbe in eine Nut, so entfallen auf einen Pol  $5\frac{3}{4}$  Nuten. Die Wickelung ist an drei Stellen aufgeschnitten. Aus dieser Figur sind die oben erwähnten, an den Polgrenzen vorkommenden Stäbe mit entgegengesetzter Stromrichtung zu ersehen.

Geringer ist die Anzahl solcher Stäbe bei der vierpoligen Wickelung (Fig. 62, Tafel II) mit 50 Stäben, die an sechs Stellen ( $m, n, o, p, q, r$ ) aufgeschnitten ist. Die ursprüngliche Gleichstromwickelung ist durch die schwarz gestrichelten Linien noch zu erkennen. Durch das Aufschneiden sind 12 Enden entstanden.

Fig. 60.



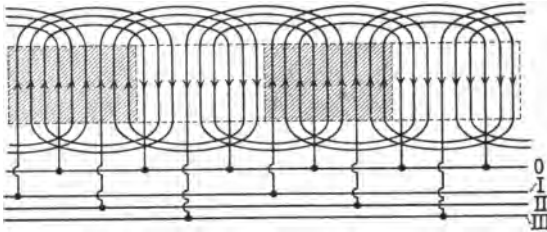
Rücklaufende Wellenwickelung (Falswicklung) der A. E. G.

Von diesen sind sechs derart unsymmetrisch vereinigt, daß aus der fortschreitenden Gleichstromwickelung eine rücklaufende Drehstromwickelung geworden ist. Die übrigen sechs Enden bilden die Anfänge und Enden der drei Phasen. Schneidet man die ganze Wickelung bei *A* auf und schiebt das zwischen *B* und *C* liegende Stück ein, so erhält man eine sechspolige Wickelung u. s. w. Bei normalen Motoren finden diese Gleichstromwickelungen nur selten Anwendung.

Bei größeren Motoren für Niederspannung, wo der Querschnitt eines Stabes für die Stromstärke einer Phase zu klein ist, müssen die Wickelungen der einzelnen Polpaare parallel geschaltet werden. Große Kupferquerschnitte sucht man bei der Wickelung

überhaupt zu vermeiden, weil Wirbelströme in ihnen auftreten. Fig. 63 zeigt die Parallelschaltung für die in Fig. 42 (Tafel II) dargestellte Schleifenwicklung. Dabei muß natürlich die Wickelung eines Polpaares für die ganze, dem Motor zugeführte Spannung berechnet sein. Bei Motoren für größere Polzahlen kann natürlich auch eine gruppenweise Parallel- und Hintereinanderschaltung stattfinden. Eine sehr einfache Parallelschaltung ist bei der

Fig. 63.



fortschreitenden Wellenwicklung mit Bogenverbindung (Fig. 51, Tafel I; Fig. 52, Tafel II) möglich. Man braucht nur die hintereinandergeschalteten Umläufe in jeder Phase zwischen dem ersten und letzten Pole aufzuschneiden und parallel zu schalten. Bei diesen beiden Figuren erhält man auf diese Weise drei parallelgeschaltete Zweige. Davon wird bei den Läufern sehr großer Motoren Gebrauch gemacht, wenn man höhere Spannungen in der Läuferwicklung vermeiden will.

## Das Kreisdiagramm.

### 15. Der asynchrone Motor als Transformator.

Dafs ein asynchroner Motor bei Stillstand des Läufers nichts anderes ist als ein Transformator, und zwar bei geöffneter Läuferwicklung ein unbelasteter, bei kurzgeschlossener ein kurzgeschlossener, ist ohne weiteres klar. Aber auch bei jedem beliebigen Betriebszustande, also bei jeder beliebigen Schlüpfung, entspricht er, trotz der veränderlichen Periodenzahl seines Läufer-

stromes, einem Transformator, und zwar einem induktionsfrei belasteten. Das ergibt sich aus folgender Betrachtung.

Aus Gleichung 11) und 13) folgt für die Leistung eines  $m$ phasigen Motors:

$$P_2 = m w_2 J_2^2 \frac{1-s}{s} \dots \dots \dots 44)$$

Setzt man <sup>1)</sup>  $s = \frac{w_2}{w_2 + W} \dots \dots \dots 45)$

so ist  $P_2 = m W J_2^2 \dots \dots \dots 46)$

also wie bei einem  $m$ phasigen Transformator, der mit einer sekundären Stromstärke  $J_2$  auf einen induktionsfreien Widerstand  $W$  arbeitet. Bei Leerlauf des Motors (theoretisch genommen, ohne Luft-, Bürsten- und Lagerreibung) ist die Schlüpfung  $s = 0$ . Dem entspricht nach der vorletzten Gleichung:  $W = \infty$ . Das heißt bei Leerlauf entspricht der Motor, trotz geschlossener Läuferwicklung, einem Transformator von unendlich großem sekundären Widerstande, also einem Transformator mit offenem Sekundärkreise. Da dies auch vom stillstehenden Motor bei offener Läuferwicklung gilt, so besteht in elektrischer Hinsicht kein Unterschied, ob der Motor bei offener Läuferwicklung stillsteht oder mit geschlossener Läuferwicklung leerläuft (ohne jede Reibung). In Wirklichkeit ist natürlich immer eine gewisse Reibung vorhanden, die eine gewisse Belastung des Motors bildet. In diesem Zustande, wo die Schlüpfung  $s$  sehr klein ist, entspricht er einem Transformator mit hohem Belastungswiderstande  $W$ . Steht der Läufer bei kurzgeschlossener Läuferwicklung still, indem er festgehalten wird, so ist die Schlüpfung  $s = 1$ . Dem entspricht nach Gleichung 45)  $W = 0$ , also ein kurzgeschlossener Transformator. Die sekundäre Klemmenspannung eines Transformators, der auf einen induktionsfreien Widerstand  $W$  arbeitet, ist

$$W J_2 = K_2.$$

Setzen wir das in Gleichung 46) ein, so ist

$$P_2 = m K_2 J_2.$$

---

<sup>1)</sup> Nach Emde: „Die Arbeitsweise der Wechselstrommaschinen“, S. 52.

Das heißt, die Leistung ist auch gleich dem Produkte aus Klemmenspannung und Stromstärke in allen  $m$  Phasen, wie bei einem induktionsfrei belasteten Transformator. Wir sehen also, daß sich ein asynchroner Motor in elektrischer Beziehung durchaus wie ein induktionsfrei belasteter Transformator verhält, und wir können ihn daher durch das Diagramm eines solchen mit entsprechender primärer und sekundärer Streuung darstellen.

### 16. Das Diagramm des induktionsfrei belasteten Transformators.

Fig. 64 ist das Diagramm der Ströme und magnetischen Felder eines induktionsfrei belasteten Transformators<sup>1)</sup>.  $\mathfrak{I}_1$  und  $\mathfrak{I}_2$  bezeichnen die Vektoren des primären und sekundären Stromes, die um den Winkel  $\alpha$  gegeneinander verschoben sind, der immer größer als  $90^\circ$  und kleiner als  $180^\circ$  ist. Jeder Strom erzeugt eine Komponente des von beiden Wickelungen umschlossenen, also des gemeinsamen Feldes  $\mathfrak{I}$ . Die vom primären Strome herrührende Komponente ist

$$OA = \frac{0,4 \pi \mathfrak{I}_1 N_1}{w} \dots \dots \dots 47)$$

die vom sekundären Strome herrührende ist

$$OB = \frac{0,4 \pi \mathfrak{I}_2 N_2}{w} \dots \dots \dots 48)$$

wenn  $w$  den magnetischen Widerstand des gemeinsamen Feldes bedeutet. Außerdem erzeugt der primäre Strom das primäre magnetische Streufeld:

$$\mathfrak{I}'_1 = \frac{0,4 \pi \mathfrak{I}_1 N_1}{w'_1} = AG \dots \dots \dots 49)$$

der sekundäre Strom das sekundäre magnetische Streufeld:

$$\mathfrak{I}'_2 = \frac{0,4 \pi \mathfrak{I}_2 N_2}{w'_2} = BH \dots \dots \dots 50)$$

wenn  $w'_1$  und  $w'_2$  den magnetischen Widerstand des primären

---

<sup>1)</sup> Den Beweis für die Zusammensetzung des primären und sekundären Feldes und die Entwicklung des Diagrammes enthält das dritte Bändchen der „Einzeldarstellungen“: „Grundgesetze“ von demselben Verfasser (Kap. 23 u. f.).





er sich durch Eisenfeilspäne darstellen läßt, für den Fall, daß man sich die primäre Wickelung auf einen eisenlosen Halbring, die sekundäre auf einen zweiten gegenüberstehenden aufgewickelt denkt <sup>1)</sup>. Fig. 66 zeigt den zeitlichen Verlauf der Felder. Die Phasenverschiebungen zwischen ihnen entsprechen den Winkeln zwischen den Scheitelwerten in Fig. 64. Die Augenblickswerte addieren sich je nach ihrem Vorzeichen, gerade so wie die Ströme einer Stromverzweigung. Infolgedessen besteht auch zwischen den magnetischen Widerständen dieselbe Beziehung, wie zwischen den Ohmschen Widerständen einer Stromverzweigung, nämlich:

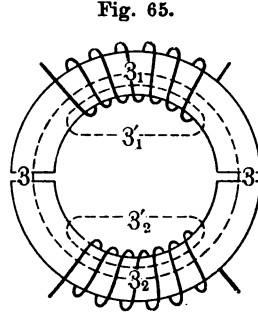


Fig. 65.

$$\frac{1}{w_1} = \frac{1}{w} + \frac{1}{w_1'} \dots \dots \dots 51)$$

$$\frac{1}{w_2} = \frac{1}{w} + \frac{1}{w_2'} \dots \dots \dots 52)$$

Multipliziert man die vorletzte Gleichung mit  $0,4 \pi \mathfrak{Z}_1 N_1$ , so ist:

$$\frac{0,4 \pi \mathfrak{Z}_1 N_1}{w_1} = \frac{0,4 \pi \mathfrak{Z}_1 N_1}{w} + \frac{0,4 \pi \mathfrak{Z}_1 N_1}{w_1'}$$

Dann ist zufolge Gleichung 47) und 49):

$$\frac{0,4 \pi \mathfrak{Z}_1 N_1}{w_1} = OA + AG = OG \dots \dots 53)$$

Multipliziert man Gleichung 52) mit  $0,4 \pi \mathfrak{Z}_2 N_2$ , so erhält man auf gleiche Weise:

$$\frac{0,4 \pi \mathfrak{Z}_2 N_2}{w_2} = OH \dots \dots \dots 54)$$

<sup>1)</sup> Die Kraftlinien in dieser Figur können nicht mit Pfeilen versehen werden, wie z. B. bei konstanten magnetischen Feldern oder wie bei der Darstellung der Augenblickswerte, weil — wie Fig. 64 zeigt — die Phasenverschiebungen zwischen den Scheitelwerten weder  $0^\circ$  noch  $180^\circ$  sind, sondern zwischen diesen Grenzen liegen. Zwischen  $\mathfrak{Z}_2$  und  $\mathfrak{Z}_3$  z. B. beträgt die Phasenverschiebung  $90^\circ$ . Durch die Eisenfeilbilder kommen aber nicht Augenblickswerte, sondern effektive bzw. Scheitelwerte zum Ausdruck.

Das Verhältnis eines Streufeldes zum entsprechenden fiktiven Felde wird als Heylandscher Streufaktor ( $\tau_1, \tau_2$ ) bezeichnet. Der primäre Streufaktor ist also

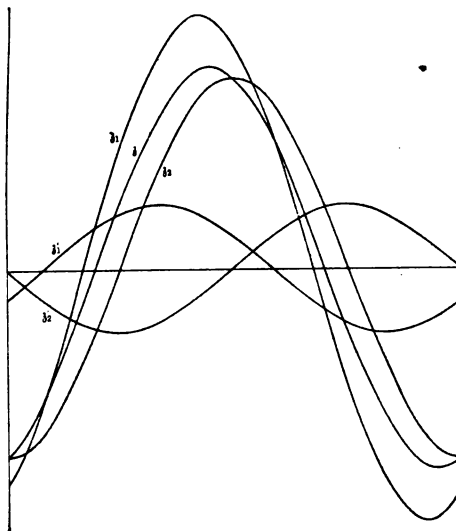
$$\tau_1 = \frac{GA}{AO} = \frac{w}{w_1} \dots \dots \dots 55)$$

und der sekundäre

$$\tau_2 = \frac{HB}{BO} = \frac{w}{w_2} \dots \dots \dots 56)$$

Das heißt, der primäre bzw. sekundäre (Heylandsche) Streufaktor ist gleich dem Verhältnisse des magnetischen Widerstandes

Fig. 66.



des gemeinsamen Feldes zu dem des primären bzw. sekundären Streufeldes.

Das Verhältnis der gesamten von den primären bzw. sekundären Amperewindungen erzeugten Feldkomponente zum entsprechenden fiktiven Felde wird als Hopkinsonscher Streufaktor ( $v_1, v_2$ ) bezeichnet. Es ist also

$$v_1 = \frac{GO}{AO} = \frac{w}{w_1} \dots \dots \dots 57)$$

$$v_2 = \frac{HO}{BO} = \frac{w}{w_2} \dots \dots \dots 58)$$

Aus diesen und den Gleichungen 51), 52) folgt:

$$v_1 = w \left( \frac{1}{w} + \frac{1}{w_1'} \right) = 1 + \frac{w}{w_1'} = 1 + \tau_1 \quad \dots \quad 59)$$

$$v_2 = w \left( \frac{1}{w} + \frac{1}{w_2'} \right) = 1 + \frac{w}{w_2'} = 1 + \tau_2 \quad \dots \quad 60)$$

als Beziehung zwischen den Hopkinsonschen und Heyland-schen Streufaktoren.

Entsprechend den magnetischen Feldkomponenten  $OG$  und  $OH$  und den Streufeldern  $\mathfrak{Z}'_1$  und  $\mathfrak{Z}'_2$  sind folgende Selbstinduktionen zu unterscheiden:

$$L_1 = \frac{4 \pi N_1^2}{w_1} \quad L_2 = \frac{4 \pi N_2^2}{w_2},$$

$$L_1' = \frac{4 \pi N_1'^2}{w_1'} \quad L_2' = \frac{4 \pi N_2'^2}{w_2'},$$

und entsprechend den fiktiven Feldern  $OA$  und  $OB$  folgende mit den Indizes  $f$  bezeichnete:

$$L_{1f} = \frac{4 \pi N_1^2}{w} \quad L_{2f} = \frac{4 \pi N_1'^2}{w}.$$

Mit Berücksichtigung der Gleichung 51), 52) ergibt sich:

$$L_{1f} = 4 \pi N_1^2 \left( \frac{1}{w_1} - \frac{1}{w_1'} \right) = L_1 - L_1' \quad \dots \quad 61)$$

$$L_{2f} = 4 \pi N_2^2 \left( \frac{1}{w_2} - \frac{1}{w_2'} \right) = L_2 - L_2' \quad \dots \quad 62)$$

Dem gemeinsamen Felde entspricht der Koeffizient der gegenseitigen Induktion:

$$M = \frac{4 \pi N_1 N_2}{w}.$$

Aus diesem und den letzten Ausdrücken folgt:

$$M^2 = \frac{(4 \pi)^2 N_1^2 N_2^2}{w^2} = L_{1f} L_{2f} = (L_1 - L_1') (L_2 - L_2') \quad \dots \quad 63)$$

Behn-Eschenburg hat diese Beziehung in folgender Weise ausgedrückt:

$$M^2 = L_1 L_2 - \epsilon L_1 L_2 = L_1 L_2 (1 - \epsilon) \quad \dots \quad 64)$$



formators zum Ausdruck bringt. Aus Gleichung 65) und 68) folgt:

$$\varepsilon = 1 - \frac{1}{1 + \tau} = \frac{\tau}{1 + \tau} \dots \dots \dots 69)$$

Das sind die Beziehungen zwischen den verschiedenen in der Litteratur vorkommenden Streufaktoren.

Wir haben nun noch die Spannungsvektoren in das Diagramm einzusetzen. Zur Überwindung der vom primären Felde  $\mathfrak{B}_1$  induzierten E. M. K., die genau um  $90^\circ$  gegen dieses Feld verschoben ist, ist eine Komponente  $E_1$  (Fig. 65) der dem Motor aufgedrückten Klemmenspannung erforderlich. Die andere Komponente ist der Spannungsabfall in der primären Wicklung  $w_1 J_1$ , der in gleicher Phase wie der Strom  $J_1$  liegt. Die Klemmenspannung  $K_1$  ist als die Resultierende aus diesen beiden, und der primäre Strom  $J_1$  ist gegen sie um den Winkel  $\varphi_1$  in der Phase verspätet.

Die vom sekundären Felde  $\mathfrak{B}_2$  in der Läuferwicklung induzierte E. M. K.  $E_2$  ist natürlich auch um  $90^\circ$  gegen dieses Feld in der Phase verschoben. Da wir gesehen haben, daß sich der asynchrone Motor in elektrischer Hinsicht genau so verhält, wie ein induktionsfrei belasteter Transformator, so liegen der sekundäre Strom  $J_2$  und die sekundäre Klemmenspannung  $K_2$  in derselben Phase wie  $E_2$ .

Von der E. M. K.  $E_2$ , die von  $\mathfrak{B}_2$  induziert wird und die man als sekundäre E. M. K. schlechtweg bezeichnet, ist die E. M. K.  $E_{2i}$  zu unterscheiden, die vom gemeinsamen Felde  $\mathfrak{B}$  in der Läuferwicklung induziert wird und daher senkrecht zu diesem steht. Diese E. M. K. haben wir in Kap. 8 zur Darstellung des Drehmomentes in Abhängigkeit von der sekundären Selbstinduktion benötigt. Der Strom  $J_2$ , die E. M. K.  $E_2$  und die Klemmenspannung  $K_2$  sind gegen  $E_{2i}$  um den Winkel  $\delta$  verspätet.

## 17. Das Heylandsche Kreisdiagramm.

Aus dem Umstande, daß ein asynchroner Motor unter allen Betriebsverhältnissen einem induktionsfrei belasteten Transformator entspricht, der Winkel  $BOF$  also konstant ein rechter ist, ergibt sich, daß die geometrischen Örter einiger Punkte des

Diagrammes Kreise sind. Das wurde zuerst von Heyland <sup>1)</sup> zur Aufstellung eines Kreisdiagrammes benutzt, das für die Ausbildung der Drehstrommotoren von größtem Nutzen gewesen ist. Das Heylandsche Diagramm beruht auf der Voraussetzung, daß das sekundäre Streufeld so gering ist, daß es vernachlässigt werden kann. Infolgedessen fällt der Punkt  $F$  auf  $C$  (Fig. 64) und der Winkel  $O C A$  wird dadurch ebenfalls ein rechter. Aus dieser Figur und der Gleichung 55) ergibt sich ohne weiteres:

$$\frac{DS}{SO} = \frac{GA}{AO} = \frac{4 \pi \mathfrak{S}_1 N_1}{w} = \frac{w'}{w} = \tau_1.$$

Die magnetischen Widerstände  $w$  und  $w'$  sind außer von den geometrischen Verhältnissen des Motors nur noch von der magnetischen Durchlässigkeit ( $\mu$ ) des Eisens und der Luft abhängig. Da sie für  $w$  und  $w'$  dieselbe ist, so fällt sie aus dem Verhältnisse  $\frac{w}{w'}$  heraus und  $\tau_1$  ist nur noch von den geometrischen Verhältnissen abhängig <sup>2)</sup>. Das Verhältnis  $\frac{DS}{SO}$  ist also bei

demselben Motor für alle Betriebsverhältnisse dasselbe. Bleibt außerdem die Linie  $OD$  konstant, was der Fall ist, wenn die primäre E. M. K.  $E_1$  konstant gehalten wird, so kann man über  $OS$  als Durchmesser einen Halbkreis errichten, dessen Peripheriewinkel  $O C S$  (Fig. 68) ist. Und da nach der Voraussetzung dieser Winkel bei allen Betriebsverhältnissen ein rechter ist, so ist der Halbkreis der geometrische Ort des Punktes  $C$ . Da  $DC$  das primäre Streufeld ist, so ist diese Strecke proportional der primären Stromstärke.

Betrachten wir die äußersten Fälle, die beim Betriebe eines Motors theoretisch möglich sind, nämlich die, daß der

<sup>1)</sup> Elektr. Zeitschr. 1895, S. 649; ferner „Eine Methode zu experimentellen Untersuchungen an Induktionsmotoren“. Stuttgart 1900.

<sup>2)</sup> Das gilt streng nur, wenn die Streuung nicht durch Eisenteile geht, die eine sehr hohe magnetische Sättigung haben und deren magnetischer Widerstand nicht sehr klein ist gegenüber dem des übrigen Streupfades, wie z. B. bei Drehstrommotoren mit geschlossenen Nuten.

sekundäre Widerstand  $\infty$  und Null ist. Der erste Grenzfall wird erfüllt, wenn der Motor bei geöffneter Läuferwicklung stillsteht, oder nach Kap. 15, wenn der Motor ohne irgend welche Reibung leerläuft, so daß er synchron mit dem Felde rotiert. In diesem Betriebszustande giebt es keinen sekundären Strom, also auch kein sekundäres Streufeld. Infolgedessen ist das sekundäre Feld  $\mathfrak{B}_2$  identisch mit dem gemeinsamen Felde  $\mathfrak{B}$ , und daher das primäre Feld auch in seinem Scheitelwerte gleich der Summe aus dem gemeinsamen Felde und dem primären Streufelde, also

$$\mathfrak{B}_1 = \mathfrak{B} + \mathfrak{B}'_1,$$

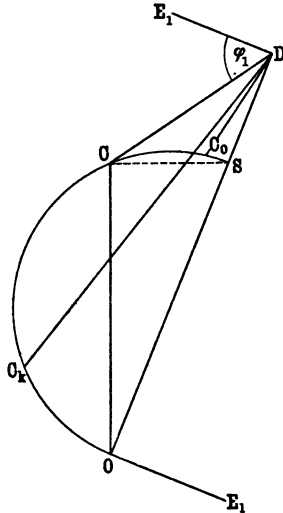
das heißt, der Punkt  $C$  fällt auf  $S$ . Infolgedessen muß der Punkt  $G$  auf  $D$  und der Punkt  $A$  auf  $S$  fallen, das heißt, das ganze Diagramm (Fig. 64) fällt in die Linie  $OD$  zusammen. Im anderen theoretischen Grenzfall, wo der sekundäre Widerstand Null ist (und nach Kap. 15 der Läufer des Motors festgehalten wird), ist die Phasenverschiebung  $\alpha$  zwischen dem primären und sekundären Strome  $180^\circ$ <sup>1)</sup>. Das ist nur möglich, wenn das gemeinsame Feld  $\mathfrak{B}$  Null ist, und daher

$$\mathfrak{B}_1 = \mathfrak{B}'_1$$

ist, das heißt, das ganze primäre Feld besteht in diesem Falle nur aus dem primären Streufelde. Das ist der Fall, wenn der Punkt  $C$  auf  $O$  fällt, und die Punkte  $A$  und  $G$  in die Verlängerung von  $OD$  fallen. Das Diagramm fällt somit auch in diesem Grenzfall in eine gerade Linie zusammen.

Weil in beiden Grenzfällen der Vektor  $DC$  des primären Stromes in die Linie  $DO$  fällt, so ist in beiden der Winkel  $ODE_1$ , das ist die Phasenverschiebung des primären Stromes gegen die E. M. K.  $E_1$  gleich  $90^\circ$ . Das ist in beiden Fällen nur möglich,

Fig. 68.



<sup>1)</sup> „Grundgesetze“, S. 48.



wenn weder Kupfer- noch Eisenverluste im Motor vorhanden sind. Das ist in Wirklichkeit natürlich unmöglich und daher liegt bei den praktischen Grenzfällen: Stillstand des Motors bei offener und bei geschlossener Läuferwicklung, der Punkt  $C$  nicht in der Linie  $OD$ , sondern etwa bei  $C_0$  bzw.  $C_k$  (Fig. 68). Der letztere Grenzfall kann auch deswegen nicht einmal annähernd erreicht werden, weil bei Kurzschluss der Läuferwicklung immer noch der Widerstand der Wicklung selbst vorhanden ist, so dass der gesamte sekundäre Widerstand nicht einmal annähernd Null ist. Der Punkt  $C_k$  liegt also weit von  $O$  weg. Bei allen anderen Betriebszuständen des Motors liegt der Punkt  $C$  irgendwo zwischen  $C_0$  und  $C_k$ . Wird der Motor vom Leerlaufe an immer mehr belastet, bis er zum Stillstande kommt, so bewegt sich der Punkt  $C$  auf dem Halbkreise von  $C_0$  bis  $C_k$ .

Wie wir daraus die jedem Punkte entsprechenden Eigenschaften des Motors entnehmen können, werden wir später sehen. Zunächst müssen wir ein anderes Kreisdiagramm aufstellen, bei dem auch die sekundäre Streuung berücksichtigt wird.

### 18. Das Kreisdiagramm mit Berücksichtigung der sekundären Streuung.

Bei dem vorigen Kreisdiagramme wurde vorausgesetzt, dass das sekundäre Streufeld verschwindend klein ist. Das ist aber in Wirklichkeit nicht der Fall, sondern jeder Motor hat ein sekundäres Streufeld von derselben Größenordnung wie das primäre. Man erhält ein Kreisdiagramm, bei dem auch die sekundäre Streuung berücksichtigt ist, wenn man entweder den geometrischen Ort des Punktes  $G$  (Fig. 64) oder des Punktes  $A$  betrachtet. Wir wählen das letztere<sup>1)</sup> und ziehen von diesem Punkte aus eine Parallele zu  $OF$ , welche die Verlängerung von  $OD$  im Punkte  $T$  schneidet (Fig. 69). Dann ergeben sich aus dieser Figur, aus der Fig. 64 und aus den in Kap. 16 festgesetzten Definitionen für die magnetischen Felder und Streufaktoren folgende Beziehungen:

<sup>1)</sup> Nach Emde: „Die Arbeitsweise der Wechselstrommaschinen“.

$$\frac{CS}{SA} = \frac{DS}{SO} = \frac{GA}{AO} = \frac{\frac{4\pi \Im_1 N_1}{w_1'}}{w} = \frac{w}{w_1'} = \tau_1 \dots 70)$$

$$\frac{FC}{CA} = \frac{FC}{BO} = \frac{\frac{4\pi \Im_2 N_2}{w_2'}}{w} = \frac{w}{w_2'} = \tau_2 \dots 71)$$

$$\frac{AC}{AS} = \frac{AS + SC}{AS} = 1 + \frac{CS}{SA} = 1 + \tau_1 \dots 72)$$

$$\frac{AF}{AC} = \frac{AC + CF}{AC} = 1 + \frac{FC}{CA} = 1 + \tau_2 \dots 73)$$

$$\begin{aligned} \frac{AC}{AS} \cdot \frac{AF}{AC} &= \frac{AF}{AS} \\ &= (1 + \tau_1)(1 + \tau_2) = 1 + \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2 \dots 74) \end{aligned}$$

Im Kap. 16 (Gleichung 67) haben wir

$$\tau_1 + \tau_1 + \tau_1 \tau_2 = \tau$$

gesetzt, also

$$\frac{AF}{AS} = 1 + \tau \dots 75)$$

Nun ist nach Fig. 69:

$$\frac{AF}{AS} = \frac{AS + SF}{AS} = 1 + \frac{SF}{AS},$$

es mu\ss also

$$\frac{SF}{AS} = \tau \text{ sein.}$$

Da die Dreiecke  $FSO$  und  $AST$  \u00e4hnliche sind, so ist auch

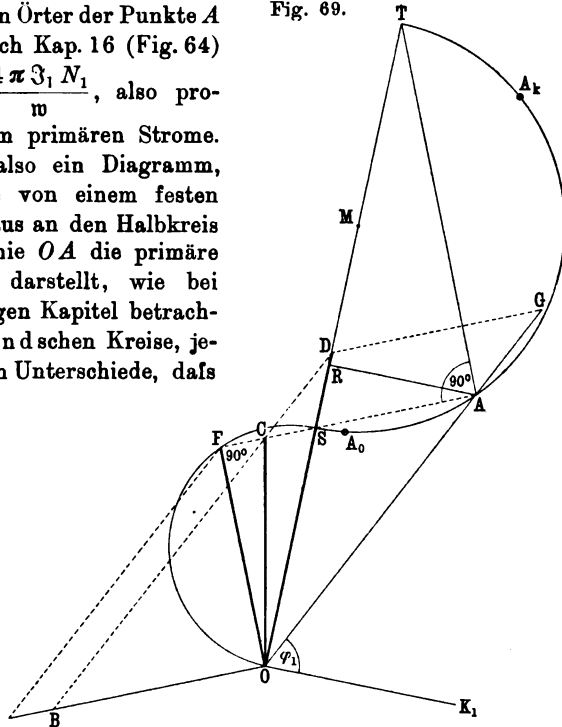
$$\frac{SO}{ST} = \tau \dots 76)$$

Aus denselben Gr\u00fcnden, aus denen wir im vorigen Kapitel gefolgert haben, da\ss  $\tau_1$  bei konstanter prim\u00e4rer E. M. K. f\u00fcr einen und denselben Motor bei allen Betriebsverh\u00e4ltnissen konstant ist, ergibt sich dasselbe f\u00fcr  $\tau_2$ . Und da  $\tau$  nur aus  $\tau_1$  und  $\tau_2$  besteht, so gilt das auch f\u00fcr  $\tau$  und daher auch f\u00fcr das Ver-

hältnis der Strecken  $\frac{SO}{ST}$ . Bleiben diese Strecken selbst konstant, was der Fall ist, wenn, wie beim Heylandschen Kreise, die E. M. K.  $E_1$  konstant gehalten wird, so kann man über  $ST$  einen Halbkreis errichten, dessen Peripheriewinkel  $SAT$  ist, und über  $OS$  einen Halbkreis, dessen Peripheriewinkel  $SFO$  ist. Diese Halbkreise sind also die geometrischen Örter der Punkte  $A$  bzw.  $F$ . Nach Kap. 16 (Fig. 64)

ist  $OA = \frac{4\pi \Im_1 N_1}{w}$ , also proportional dem primären Strome. Wir haben also ein Diagramm, bei dem die von einem festen Punkte ( $O$ ) aus an den Halbkreis gezogene Linie  $OA$  die primäre Stromstärke darstellt, wie bei dem im vorigen Kapitel betrachteten Heylandschen Kreise, jedoch mit dem Unterschiede, daß

Fig. 69.



für das Verhältnis des Abstandes  $OS$  zum Durchmesser  $ST$  nicht der primäre Streufaktor, sondern der von der primären und sekundären Streuung abhängige Faktor  $\tau$  maßgebend ist.

Betrachten wir, wie im vorigen Kapitel, die äußersten Fälle, die beim Betriebe eines Motors theoretisch möglich sind, so ergibt sich wie dort, daß beim Leerlauf ohne jeden Wattverbrauch, also beim theoretischen Leerlauf, der Punkt  $A$  auf  $S$  fällt und

das ganze Diagramm in die Linie  $OD$  zusammenfällt. Dagegen entspricht dem praktischen Leerlaufe der Punkt  $A_0$ . Für den anderen theoretischen Grenzfall, wo der sekundäre Widerstand Null ist und der Läufer festgehalten wird, haben wir gefunden, daß  $\mathfrak{B}_1 = \mathfrak{B}'_1$  ist. Das ist beim vollständigen Diagramm nur möglich, wenn sowohl  $C$  als  $F$  auf  $O$  fallen. Das Diagramm fällt also in die Linie  $OT$  zusammen und der Punkt  $A$  fällt auf  $T$ . Dagegen entspricht dem praktischen Kurzschluss der Punkt  $A_k$ . Wird der Motor, vom Leerlauf angefangen, immer mehr belastet, bis zum Kurzschluss bei Stillstand, so bewegt sich der Punkt  $A$  von  $A_0$  aus auf seinem Halbkreise bis  $A_k$  und der Punkt  $F$  von  $S$  aus auf dem anderen Halbkreise derart, daß  $A$ ,  $S$ , und  $F$  immer auf einer Geraden liegen.

Unsere Voraussetzung, daß die primäre E. M. K.  $E_1$  konstant gehalten werde, trifft bei der praktischen Anwendung der Motoren nicht zu, sondern sie sind immer an eine konstante Netzspannung angeschlossen, so daß die ihnen zugeführte Klemmenspannung  $K_1$  konstant ist. Die E. M. K. wird dann um so kleiner, je größer der Spannungsabfall in der Ständerwicklung, d. h. je größer die primäre Stromstärke ist. Die wirklichen geometrischen Örter der Punkte  $C$ ,  $F$ ,  $A$  sind also bei der praktischen Anwendung der Motoren keine Halbkreise. Die experimentellen Untersuchungen haben aber gezeigt, daß dieses Kreisdiagramm auch für konstante Klemmenspannung die Verhältnisse eines Motors mit hinreichender Genauigkeit darstellt, wenn man in dem Diagramm den Vektor  $E_1$  als Vektor der Klemmenspannung  $K_1$  und dementsprechend den Winkel  $AOK_1$  als primären Phasenverschiebungswinkel  $\varphi_1$  betrachtet <sup>1)</sup>. Zieht

<sup>1)</sup> Ossana (Zeitschr. f. Elektrotechnik 1890, S. 223) hat ein vollständiges Diagramm mit Berücksichtigung des Spannungsabfalles in der Ständerwicklung, also unter Voraussetzung konstanter Klemmenspannung abgeleitet. Es ist aber gegenüber dem üblichen, auf konstanter E. M. K. beruhenden Kreisdiagramme sehr kompliziert und giebt trotz der der praktischen Anwendung besser entsprechenden Voraussetzung kein besseres Resultat, wie eine genaue Untersuchung gezeigt hat. Alle graphischen Methoden sind eben nur Näherungsmethoden, die streng nur für sinusförmige Strom-, Spannungs- und magnetische Wellen gelten. Diese Voraussetzung ist wegen der nicht linearen Magnetisierungskurve unerfüllbar, selbst dann, wenn eine sinusförmige Spannungswelle zur Anwendung kommt.

man von  $A$  aus eine Senkrechte auf den Durchmesser  $ST$ , so sind  $AR$  und  $RO$  Komponenten des Stromvektors  $OA$ . Die erstere ist parallel, also in gleicher Phase mit dem Vektor der Klemmenspannung  $K_1$ . Mithin stellt sie den Vektor des Wattstromes  $J_1 \cos \varphi_1$  dar, was sich auch aus dem Dreieck  $OAR$  ohne weiteres ergibt, wo der Winkel  $\varphi_1$  bei  $A$  vorkommt. Die andere Komponente  $RO$  ist senkrecht zu  $K_1$ , stellt mithin den wattlosen Strom  $J_1 \sin \varphi_1$  dar, wie sich ebenfalls aus dem Dreieck ergibt. Beim theoretischen Leerlaufe ist demnach der gesamte vom Motor aufgenommene Strom  $OS$  wattlos. Der Motor entspricht in diesem Zustande einer Drosselspule ohne irgend welche Verluste. Der Strom  $OS$  dient demnach nur zur Erzeugung des magnetischen Feldes  $\mathfrak{B}_1$ , das nach unserer Voraussetzung konstant ist.  $OS$  ist also der konstante Magnetisierungsstrom des Motors, den wir mit  $\mathfrak{J}_0$  bzw.  $J_0$  bezeichnen.

Nach Fig. 64 ist

$$AC = OB = \frac{4\pi \mathfrak{J}_2 N_2}{w},$$

$AC$  ist also proportional dem sekundären Strome und zwar in demselben Mafsstabe, der für  $OA$  als primären Strom gilt, wenn die Windungszahlen der Ständer- und Läuferwicklung ( $N_1, N_2$ ) einander gleich sind. Ist dies nicht der Fall, so stehen die Mafsstäbe im umgekehrten Verhältnisse wie die Windungszahlen. Beim theoretischen Kurzschlufs, wo  $A$  auf  $T$  fällt, fällt  $C$  auf  $O$ . Mithin sind in diesem Falle die primären und sekundären Amperewindungen einander gleich. Das gilt auch schon für den praktischen Kurzschlufs  $A_k$ , wie bei jedem Transformator, sowie sehr angenähert auch für die größte normale Belastung. Das giebt einen wichtigen Anhaltspunkt für die Berechnung eines Motors. Denn aus dem sekundären Strome und dem Widerstande der Läuferwicklung ergibt sich der sekundäre Kupferverlust und daraus nach Gleichung 11) die der betreffenden Belastung entsprechende Schlüpfung. Da die Dreiecke  $AOS$  und  $CDS$  (Fig. 69) ähnliche sind, ist auch  $AS$ , aber in einem anderen Mafsstabe, proportional der sekundären Stromstärke  $J_2$ . Man findet diesen Mafsstab aus dem des primären Stromes bei Kurzschlufs oder bei der größten normalen Belastung, weil die Amperewindungen dabei nahezu gleich sind (vgl. Kap. 32 und 41).

Zur Konstruktion des Diagrammes für einen gegebenen

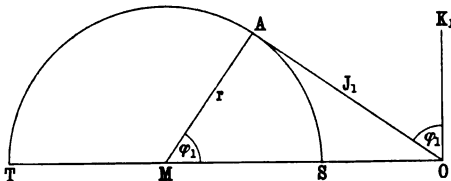
Motor sind mindestens zwei Punkte des Halbkreises erforderlich. Um sich die Belastung des Motors zu ersparen, wählt man am besten den Leerlaufpunkt  $A_0$  und den Kurzschlusspunkt  $A_k$ . Erreicht man in der Mitte ihrer Verbindungslinie eine Senkrechte, so ist ihr Schnittpunkt  $M$  mit der Grundlinie der Mittelpunkt des Kreises. Um bei der Aufzeichnung der Punkte  $A_0$  und  $A_k$  nicht den Winkel  $\varphi_1$  ausrechnen und auftragen zu müssen, berechnet man die Wattkomponente  $J_1 \cos \varphi_1$ , indem man den gemessenen Wattverbrauch durch die Klemmenspannung dividiert und zieht eine Parallele zu  $OT$  im Abstände der Wattkomponente. Dann nimmt man den dazu gehörigen Ständerstrom ( $J_0$  bzw.  $J_k$ ) in den Zirkel und bringt ihn von  $O$  aus mit der Parallelen zum Schnitt. Dadurch ist bereits der Maßstab für den Ständerstrom  $OA$  und die Wattkomponente  $AR$  gegeben. Will man für die letztere einen Maßstab in Watt haben, so hat man mit der Klemmenspannung zu multiplizieren.

Um das Diagramm von einem berechneten Motor im voraus zu konstruieren, muß man zunächst  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  und daraus  $\tau$  berechnen. Dadurch ist das Verhältnis  $SO$  zu  $ST$  gegeben. Über  $ST$  als Durchmesser hat man den Halbkreis zu errichten. Zur Bestimmung des Maßstabes braucht man dann noch den Magnetisierungsstrom  $OS$ . (Über diese Berechnungen vgl. Kapitel 39.)

### 19. Der größte Leistungsfaktor.

Aus dem bisher entwickelten Diagramm ergibt sich ohne weiteres die Beziehung zwischen dem Ständerstrom  $OA$  und

Fig. 70.



seinem Phasenverschiebungswinkel  $\varphi_1$ , dessen Cosinus den Leistungsfaktor darstellt. In Fig. 70 ist der Halbkreis mit dem Vektor des Ständerstromes  $J_1$  und der Klemmenspannung  $K_1$

herausgezeichnet. Verfolgt man die Änderung des Winkels  $\varphi_1$ , wenn die Belastung des Motors vom Leerlauf bis zum Stillstand wächst, so sieht man, daß er anfangs kleiner wird, bis zu einem kleinsten Werte, der dann eintritt, wenn der Stromvektor  $J_1$  den Kreis berührt. Von da an nimmt er wieder zu. Dem entsprechend wächst der Leistungsfaktor ( $\cos \varphi_1$ ) bis zu einem grössten Werte und nimmt dann wieder ab. In Fig. 20 b ist dieser Verlauf in Abhängigkeit von der Leistung, in Fig. 21 in Abhängigkeit von der Schlüpfung bzw. Umlaufszahl eines 2 PS-Motors dargestellt. Der grösste Wert tritt, wie man sieht, bei 2,8 PS oder bei 0,1 Schlüpfung ein.

Aus der Fig. 70 ergibt sich eine einfache Beziehung zwischen dem grössten Leistungsfaktor  $(\cos \varphi)_{\max}$  und dem Streufaktor  $\tau$ . Da die Tangente senkrecht zum Radius des Berührungspunktes ist, so folgt aus dem Dreieck  $OAM$ :

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{MA}{MO} = \frac{r}{r + SO} = \frac{1}{1 + \frac{SO}{r}},$$

und weil

$$\frac{SO}{r} = \frac{SO}{ST} = 2 \frac{SO}{ST} = 2\tau,$$

so ist

$$(\cos \varphi_1)_{\max} = \frac{1}{1 + 2\tau} \dots \dots \dots 77)$$

Der grösste Leistungsfaktor hängt also ausschliesslich von der gesamten Streuung des Motors ab, und zwar ist er um so grösfer, je kleiner diese ist.

## 20. Drehmoment und Leistung.

Sehen wir vorläufig von den Reibungs- und Eisenverlusten ab, so wird die gesamte, dem Motor zugeführte elektrische Leistung — abzüglich des Kupferverlustes in der Ständerwicklung — auf den Läufer übertragen. Da die zugeführte Leistung der Strecke  $AR$  (Fig. 69) proportional ist, so erhalten wir die auf den Läufer übertragene Leistung  $P_1$ , wenn wir den Kupferverlust  $w_1 J_1^2$  ausrechnen und von  $AR$  abziehen. Dividieren wir diesen Wert nun nach Gleichung 6) durch die Winkelgeschwindigkeit  $a_1$ , so erhalten wir das Drehmoment  $D$ . Das Abziehen des Kupfer-

verlustes kann auch graphisch gemacht werden, indem  $AR$  um eine Strecke vermindert wird, die proportional diesem Verluste ist, oder da  $w_1$  konstant ist, die proportional  $J_1^2$  ist. Diese Strecke sei  $AH$  (Fig. 71); wir haben nun von ihr nachzuweisen, daß sie proportional  $J_1^2$  ist. Ziehen wir von  $H$  aus eine Parallele zu  $OT$  bis zum Schnitt mit  $AT$ , so erhalten wir ein Dreieck  $AHG$ , das ähnlich ist dem Dreieck  $SRA$ , weil beide rechtwinkelig sind und der Winkel bei  $G$  im ersten Dreieck gleich ist dem Winkel bei  $A$  im zweiten.  $AH$  ist also proportional  $SR$ . Aus dem Dreieck  $ORA$  folgt:

$$J_1^2 = AR^2 + (J_0 + SR)^2 = AR^2 + J_0^2 + 2J_0 \cdot SR + SR^2.$$

Nun ist

$$AR^2 + SR^2 = AS^2,$$

mithin

$$J_1^2 = AS^2 + J_0^2 + 2J_0 \cdot SR.$$

Aus dem Dreieck  $SAT$  folgt:

$$AS^2 = ST \cdot SR,$$

und mit Benutzung der Gleichung 76)

$$AS^2 = \frac{J_0}{\tau} SR.$$

Daher 
$$J_1^2 = \frac{J_0}{\tau} SR + J_0^2 + 2J_0 \cdot SR.$$

Daraus folgt: 
$$SR = \frac{J_1^2 - J_0^2}{J_0 \left( \frac{1}{\tau} + 2 \right)}.$$

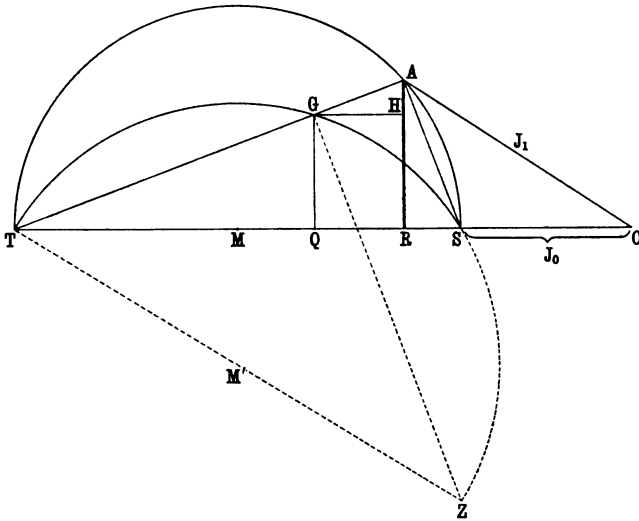
Vernachlässigen wir im Zähler  $J_0^2$  gegen  $J_1^2$ , so ist  $RS$  proportional  $J_1^2$ , da alle anderen Größen konstant sind. Und da wir oben gefunden haben, daß  $AH$  proportional  $SR$  ist, so ist auch  $AH$  proportional  $J_1^2$ . Bei kleinen Belastungen ist aber  $J_0^2$  keineswegs klein gegen  $J_1^2$ . Wir würden daher dadurch, daß wir  $AH$  gleich  $w_1 J_1^2$  machen, einen Fehler begehen, wenn das nicht auf andere Weise ausgeglichen würde, wie wir im folgenden sehen werden.

Drücken wir  $AH$  in Watt aus und zwar mit demselben Maßstabe wie  $AR$ , so ist  $HR$ , oder was dasselbe ist,  $GQ$  proportional dem Drehmomente und zwar in Watt. Es handelt sich



nun darum, einen geometrischen Ort für  $G$  zu finden, aus dem wir zu jedem Belastungspunkte  $A$  das Drehmoment abmessen können. Beim theoretischen Leerlauf ( $S$ ) sowie beim theoretischen Kurzschluss ( $T$ ) ist das Drehmoment Null. Legt man daher einen Kreis durch  $T$ ,  $G$ ,  $S$ , so ist er der gesuchte geometrische Ort, denn vervollständigt man den Halbkreis, indem man den Bogen bis zum Schnitt mit  $TZ$  verlängert, und zieht

Fig. 71.



die Linie  $GZ$ , so ist diese parallel zu  $AS$ , weil  $\sphericalangle T G Z$  und  $\sphericalangle T A S$  als Peripheriewinkel in Halbkreisen rechte sind.

Daher ist

$$\sphericalangle Q G Z = \sphericalangle R A S = \sphericalangle H G A.$$

Das gilt, wo auch der Punkt  $A$  am Halbkreise liegen mag, und daher ist der Kreisbogen  $T G S$  der geometrische Ort des Punktes  $G$ .

Das Drehmoment ist demnach dargestellt durch die Senkrechte, die vom Schnittpunkte dieses Kreisbogens mit  $AT$  auf  $OT$  errichtet wird. Zur Ausführung der Konstruktion dieses Kreisbogens brauchen wir einen bestimmten Punkt  $G$ . Haben wir zur Konstruktion des Halbkreises den Kurzschlusspunkt  $A_k$  experimentell bestimmt, so benutzen wir ihn auch hier (Fig. 72)





gestellt. Dann ist die Nutzleistung proportional dem Stücke  $PQ'$ , oder was dasselbe ist, dem Stücke  $NL'$ . Es gelten demnach dieselben geometrischen Verhältnisse wie vorhin und der geometrische Ort des Punktes  $N$  ist wiederum ein Kreisbogen. Da die Nutzleistung beim theoretischen Leerlauf und beim theoretischen Kurzschluss Null ist, so muß dieser Kreisbogen durch die Punkte  $S$  und  $T$  gehen. Aber auch beim praktischen Kurzschluss ist die Nutzleistung Null. Wenn also mit wachsender Belastung bis zum Stillstand der Punkt  $A$  nach  $A_k$  und der Punkt  $G$  nach  $G_k$  gelangt ist, so muß der Punkt  $N$  auf dem innersten Kreisbogen nach  $T$  gelangt sein, weil sie alle drei auf der Geraden  $TA$  liegen. Der Punkt  $N$  muß also bei demselben Betriebszustande im Punkte  $T$  sowohl auf dem innersten Kreisbogen als auf der Geraden  $TA$  liegen. Das ist nur möglich, wenn diese Gerade den Kreisbogen im Punkte  $T$  berührt. Da der Radius des Berührungspunktes eines Kreises senkrecht zur Tangente ist, so finden wir den Mittelpunkt  $M''$ , wenn wir im Punkte  $T$  eine Senkrechte auf  $TA_k$  errichten und mit  $MM''$  zum Schnitt bringen. Messen wir  $NL'$  mit demselben Maßstabe aus wie  $AR$ , so erhalten wir die Nutzleistung in Watt; dividieren wir durch 736, so erhalten wir sie in Pferdestärken.

Will man nicht die Nutzleistung  $P_n$ , sondern die wirkliche Leistung  $P_2$  ermitteln, so muß, ebenso wie beim entsprechenden Drehmomente, die Parallele zu  $ST$  in einem Abstände, der nur dem Eisen- und Kupferverluste bei Leerlauf entspricht, gezogen werden.

## 21. Die Schlüpfung.

Auch die Schlüpfung kann aus dem Kreisdiagramm abgelesen werden. Da nach Kap. 15 ein asynchroner Motor in elektrischer Hinsicht identisch ist mit einem induktionsfrei belasteten Transformator, so ist der sekundäre Strom

$$J_2 = \frac{E_2}{w_2} \dots \dots \dots 78)$$

wenn  $E_2$  die vom sekundären Felde  $\mathfrak{B}_2$  induzierte E. M. K. bedeutet<sup>1)</sup>. Dann ist

<sup>1)</sup> Vgl. die Anmerkung auf S. 18.

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} n' N_2 \mathfrak{B}_2 \dots \dots \dots 79)$$

und nach Gleichung 5)

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} n s N_2 \mathfrak{B}_2 \dots \dots \dots 80)$$

also

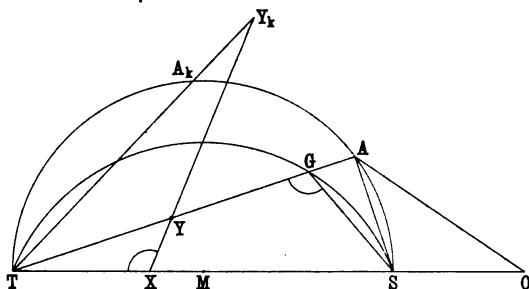
$$J_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2} w_2} n s N_2 \mathfrak{B}_2 \dots \dots \dots 81)$$

Mithin ist die Schlüpfung:

$$s = c \frac{J_2}{\mathfrak{B}_2} \dots \dots \dots 82)$$

wobei  $c$  einen Proportionalitätsfaktor bedeutet. Nun ist (nach Kap. 18)  $SA$  proportional  $J_2$  und  $AT$  proportional  $\mathfrak{B}_2$  (Fig. 74), so daß die Schlüpfung proportional ist dem Verhältnis dieser Strecken, wenn wir annehmen, daß kein Spannungsabfall in der

Fig. 74.



Ständerwicklung vorhanden ist. Ist ein solcher vorhanden, so bestimmt nach dem, was wir im vorigen Kapitel beim Drehmomente gesagt haben, nicht der Punkt  $A$ , sondern der Punkt  $G$  die Verhältnisse im Läufer. Daher ist die Schlüpfung  $s$  proportional dem Verhältnisse  $\frac{SG}{GT}$ . Ziehen wir eine Linie  $XY$  so, daß  $\sphericalangle TXY = \sphericalangle TGS$ , so sind die Dreiecke  $TXY$  und  $TGS$  ähnliche, und  $s$  ist auch proportional dem Verhältnisse  $\frac{YX}{XT}$ . Da aber  $XT$  konstant bleibt und nur  $YX$  mit dem Belastungspunkte  $A$  sich ändert, so ist die Schlüpfung proportional  $YX$ .

Um den Maßstab zu bestimmen, erinnern wir uns, daß beim Stillstand, also beim Kurzschlusspunkte  $A_k$ , die Schlüpfung gleich 1 ist. Wir verlängern daher unsere Gerade bis zum Schnittpunkte  $Y_k$  mit dem Vektor  $TA_k$ . Die Strecke  $XY_k$  ist demnach die Einheit des Maßstabes für die Schlüpfung. Am bequemsten ist es, diese Strecke gleich einer Längeneinheit zu machen, indem man zu  $XY$  eine Parallele derart zieht, daß ihre Länge  $XY_k$  z. B. gerade 1 m ist. Ergiebt sich dann z. B. bei einem Strome  $OA$  die Strecke  $XY$  gleich 2 cm, so ist bei dieser Belastung die Schlüpfung 0,02 oder 2 Proz.

Noch einfacher ergiebt sich die Lage der Schlüpfungslinie, nachdem wir aus Gleichung 82) wissen, daß es eine Gerade sein muß, aus folgender Überlegung. Wächst die Belastung vom theoretischen Leerlaufe angefangen bis zum Stillstand des Läufers, so bewegt sich der Punkt  $A$  von  $S$  an bis  $A_k$ . Dabei wächst die Schlüpfung von 0 bis 1. Wird nun der Läufer durch Aufwendung äußerer Kraft in entgegengesetzter Richtung gedreht ( $a_2$  negativ), so wird nach der Definitionsgleichung (2) die Schlüpfung größer als 1. Läßt man sie bis Unendlich wachsen, so ist nach Gleichung 26) (für  $s = \infty$ ) das Drehmoment Null. Da das Drehmoment im Diagramm durch die vom Punkte  $G$  aus gefällte Senkrechte dargestellt wird, so sieht man, daß es hier Null wird, wenn der Punkt  $G$  mit dem Punkte  $T$  zusammenfällt. Das ist dann der Fall, wenn der Vektor  $TA$ , auf dem der Punkt  $G$  liegt, den Drehmomentkreis im Punkte  $T$  tangiert.

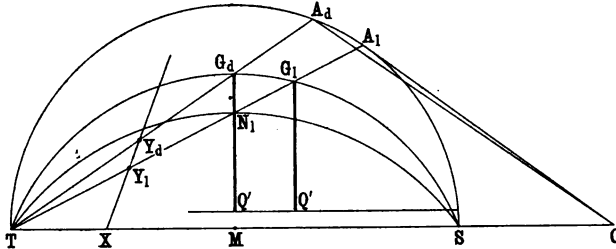
Da also beim Drehmomente Null die Schlüpfung unendlich groß, beim Kurzschlusspunkte  $A_k$  aber gleich 1 ist, so muß sie dargestellt werden durch eine Linie, deren Schnittpunkt mit der Tangente an dem Drehmomentkreise in unendlicher Entfernung liegt, also zu ihr parallel ist und deren Schnittpunkt mit dem Vektor  $TA_k$  gleich 1 ist. Das muß die Linie  $XY_k$  sein. Tatsächlich liegt sie parallel zu derjenigen Tangente des Drehmomentkreises, die durch den Punkt  $T$  geht.

Man findet also die Schlüpfungslinie des Diagrammes, ohne bei  $X$  einen Winkel auftragen zu müssen, indem man durch den Punkt  $T$  eine Tangente an den Drehmomentkreis zieht und dazu eine beliebige Parallele legt, die den Vektor  $TA_k$  schneidet. Ist  $Y_k$  dieser Schnittpunkt, so ist  $XY_k$  gleich der Einheit des Schlüpfungmaßstabes.

## 22. Größtes Drehmoment und größte Leistung.

Aus dem Kreisdiagramm erkennt man ohne weiteres das größte Drehmoment und die größte Nutzleistung, sowie ihren Zusammenhang mit den übrigen Größen. Die größte Leistung ist offenbar  $Q' N_1$  (Fig. 75), das größte Drehmoment  $Q' G_a$ . Erstere tritt ein beim Ständerstrom  $OA_1$  und der Schlüpfung  $XY_1$ , letzteres beim Ständerstrom  $OA_a$  und der Schlüpfung  $XY_a$ . Die größte Leistung tritt demnach hinsichtlich der Stromstärke und Schlüpfung früher auf als das größte Drehmoment. Der Grund liegt darin, daß die Leistung gleich ist dem Produkte aus Drehmoment und Winkelgeschwindigkeit des Läufers. Da die letztere

Fig. 75.



mit wachsender Belastung abnimmt, und zwar langsamer als wie das Drehmoment zunimmt, so ist beim Strome  $OA_1$  die Leistung am größten, trotzdem das dazugehörige Drehmoment  $Q' G_1$  kleiner ist als das zum Strome  $OA_a$  gehörige größte Drehmoment  $Q' G_a$ .

Es wurde schon in Kap. 8 gezeigt, daß von dem größten Drehmomente die Überlastungsfähigkeit eines Motors abhängt und daß es darum von Wichtigkeit ist.

Fig. 20 b (S. 37) enthält die aus dem Kreisdiagramm eines 2 PS-Motors ermittelten charakteristischen Werte in Abhängigkeit von der Leistung, Fig. 21 in Abhängigkeit von der Schlüpfung. Wie man sieht, ist die größte Leistung 4,5 PS, die bei 0,28 Schlüpfung und 32 Amp. erreicht wird. Steigt die Stromstärke infolge zunehmender Belastung weiter, so nimmt die Leistung wieder ab, bis bei 0,45 Schlüpfung und 43 Amp. das größte Dreh-

moment (gleich 3,25 mkg) erreicht wird. Steigt die Belastung noch weiter, so nimmt nun auch das Drehmoment ab. Es reicht daher zur Überwindung der Belastung nicht mehr aus, und infolgedessen sinkt die Umlaufzahl und daher auch die Leistung immer rascher, bis der Läufer zum Stillstand kommt.

In Fig. 20 a, die eine vergrößerte Darstellung der Kurven (bis zur normalen Leistung) enthält, sind Punkte eingezeichnet, welche durch direkte Messung mittels eines Bremszaumes ermittelt wurden. Sie geben daher Aufschluss über die Gültigkeitsgrenzen des Kreisdiagrammes. Wie man sieht, ist die Übereinstimmung mit den aus dem Diagramme ermittelten Werten eine befriedigende bis auf die Schlüpfung. Um bei diesen Messungen möglichste Genauigkeit zu erzielen, war der Drehstrommotor an einen Drehstromerzeuger von sinusförmiger Spannungskurve angeschlossen, der mittels eines Gleichstrommotors aus einer Akkumulatorenbatterie angetrieben wurde. Es waren auf diese Weise die günstigsten Versuchsbedingungen geschaffen. Dafs die aus dem Kreisdiagramme erhaltenen Schlüpfungen von den richtigen Werten erheblich abweichen, hat sich fast bei allen Motoren gezeigt, die vergleichsweise untersucht wurden.

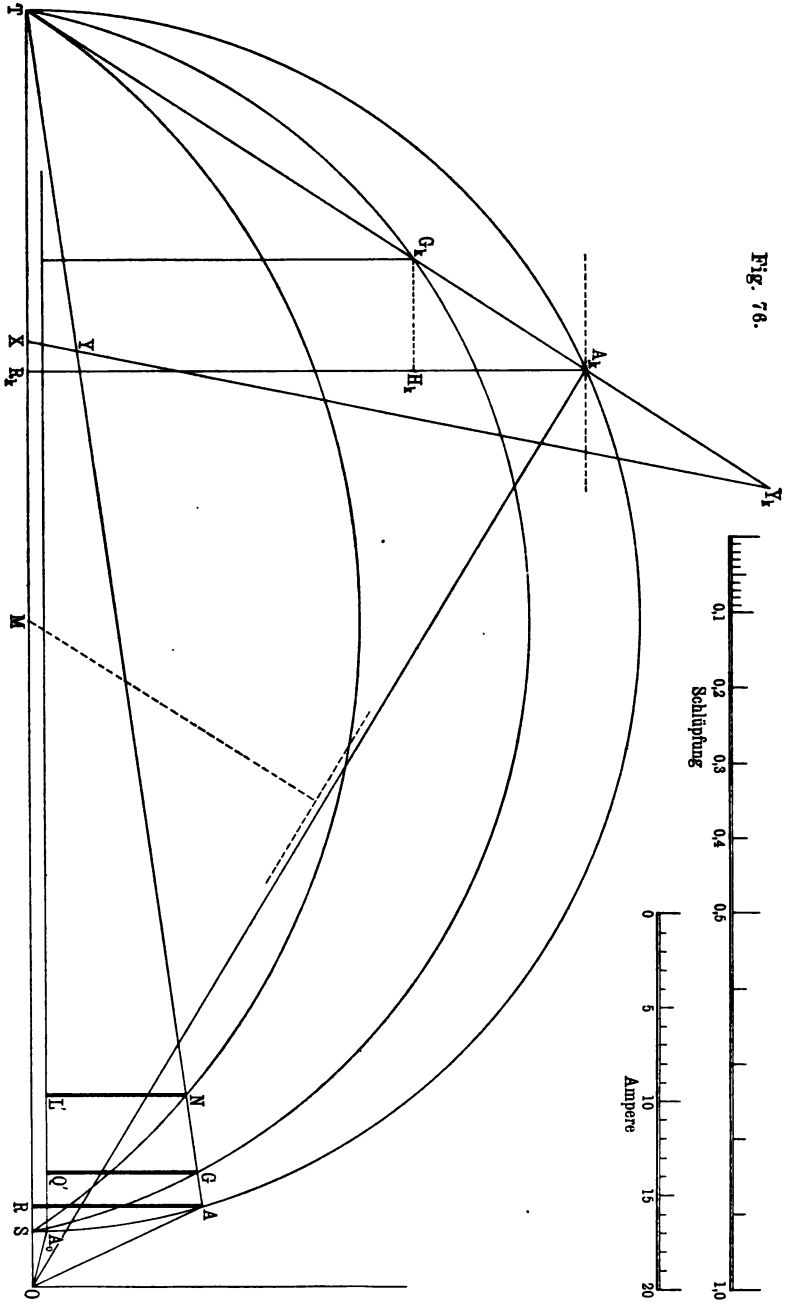
### 23. Beispiel für die Anwendung des Kreisdiagrammes.

An dem im vorstehenden erwähnten 2 PS-Motor wurden folgende Werte gemessen:

	Leerlauf	Kurzschluss
Sternspannung . . . . .	66,5 V.	66,5 V.
Stromstärke . . . . .	3,1 A.	56,8 A.
Wattverbrauch (gesamt) . . . . .	160 W.	5890 W.
Wattverbrauch in einer Phase (Mittelwert)	53,3 „	1963 „
Leistungsfaktor ( $\cos \varphi_1$ ) . . . . .	0,26	0,523
Widerstand der Ständerwicklung in einer Phase, 0,186 Ohm . . . . .	—	—
Anzahl der Polpaare 2 . . . . .	—	—
Periodenzahl 50 . . . . .	—	—
Daraus giebt sich Wattstrom (gesamt) .	0,8 A.	29,6 A.

Der Amperemasstab ist in der Fig. 76 enthalten. Demnach sind im Abstände  $SA_0 = 0,8$  und im Abstände  $A_k R_k = 29,6$





Parallelen zu  $OT$  gezogen. Auf ersterer ist von  $O$  aus mit dem Zirkel die Hypotenuse  $OA_0 = 3,1$  abgeschnitten. Das giebt den Leerlaufpunkt  $A_0$ . Auf der zweiten Parallelen ist  $OA_k = 56,8$  abgeschnitten. Das giebt den Kurzschlusspunkt  $A_k$ . Im Halbierungspunkte der Verbindungslinie  $A_0A_k$  (gestrichelt gezeichnet) wird eine Senkrechte errichtet. Ihr Schnittpunkt  $M$  mit der Grundlinie  $OT$  ist der Mittelpunkt des Halbkreises. Beim Kurzschluss ist der primäre Kupferverlust in einer Phase:  $0,186 \cdot 56,8^2 = 600$  Watt. Dividiert man durch die Phasenspannung  $66,5$ , so erhält man die entsprechende Wattkomponente des Stromes gleich  $9$  Amp. Diese hat man im Amperemaßstabe auf  $A_kR_k$  gleich  $A_kH_k$  aufzutragen, und es ergibt sich nach Fig. 72 der Punkt  $G_k$  als ein Punkt des Drehmomentkreises, dessen Mittelpunkt nun wie dort leicht erhalten wird. Durch die im Punkte  $T$  auf  $TA_k$  errichtete Senkrechte ergibt sich der Mittelpunkt des Leistungskreises.

Um nun  $AR$ ,  $GQ'$  und  $NL'$  in Watt (gesamt) abmessen zu können, hat man den Amperemaßstab mit  $3 \cdot 66,5 = 199,5$  zu multiplizieren, d. h. eine Einheit dieses Maßstabes ist gleich  $199,5$  Watt. Um  $GQ'$  und  $NL'$  in Pferdestärken abmessen zu können, muß die letztere Zahl noch durch  $736$  dividiert werden, d. h. eine Einheit desselben Maßstabes bedeutet  $0,272$  PS. Um  $GQ'$  als Drehmoment zu erhalten, muß es nach Gleichung 6) durch die Winkelgeschwindigkeit des Drehfeldes  $a_1 = 2\pi u_1 = 2 \cdot 3,14 \cdot 25 = 157$  dividiert werden. Um es in mkg zu erhalten, muß es mit  $75$  multipliziert werden. Ein Teilstrich des Amperemaßstabes ist also gleich  $\frac{0,272 \cdot 75}{157} = 0,1296$  mkg Drehmoment. Dann ergibt sich für den Belastungspunkt  $A$  der Stromverbrauch  $OA = 10$  Amp., der Wattverbrauch  $AR = 1800$  Watt, das Drehmoment  $GQ' = 1,01$  mkg und die Nutzleistung  $NL' = 2$  PS. Die Schlüpfung bei diesem Punkte ist  $XY$ . Um den Zahlenwert zu finden, ist  $XY_k$  in  $100$  beliebige Einheiten geteilt worden, entsprechend dem in der Figur verzeichneten Maßstabe. Da  $XY$  gleich  $6,8$  solcher Einheiten ist, so ist die Schlüpfung  $0,068$  oder  $6,8$  Proz.

## Das Anlassen der Motoren und die Regulierung der Umlaufszahl.

### 24. Die Anlasser.

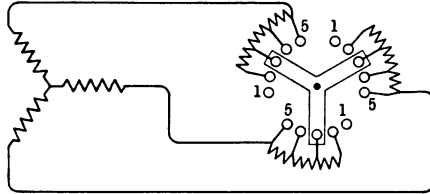
Für die Verwendung von Anlassern zur Inbetriebsetzung von asynchronen Motoren giebt es drei Gründe: 1. die Erreichung eines möglichst hohen Anlaufsdrehmomentes; 2. die Verminderung der Stromstärke beim Anlaufen; 3. die Verhütung von Überspannungen infolge des Einschaltens der Ständerwicklung bei offener Läuferwicklung. Von diesen Gründen kann jeder allein maßgebend sein oder mehrere gleichzeitig.

Der erste Zweck kann, wie schon in Kap. 9 auseinander-gesetzt wurde, durch Vergrößerung des sekundären Widerstandes erreicht werden. Durch richtige Wahl desselben ist es möglich, den Eintritt des größtmöglichen Drehmomentes so zu verschieben, daß es gerade beim Anlaufen eintritt, entsprechend der Kurve  $C$  in Fig. 14. Der dazu erforderliche Widerstand ergibt sich aus Gleichung 27) für  $s=1$ . Es muß demnach  $w_2 = 2\pi n L_2'$  sein. Vgl. auch Kap. 9, Fig. 16 und Kap. 22. Um die mit einem so hohen Widerstande verbundene Verschlechterung des Wirkungs-grades zu vermeiden, wird der Widerstand nur während des Anlaufens vergrößert, indem die Läuferwicklung mittels Schleif-ringen und Bürsten mit dem äußeren Anlaufwiderstande verbunden wird (Fig. 15). Nach Erreichung des normalen Betriebszustandes wird die Wicklung kurzgeschlossen.

Mit der Vergrößerung des sekundären Widerstandes wird gleichzeitig eine Verminderung des beim Anlaufen auftretenden Stromes erreicht, denn wie aus Gleichung 32) hervorgeht, ist unter sonst gleichen Verhältnissen der Ständerstrom um so kleiner, je größer der sekundäre Widerstand ist. In den meisten Fällen ist das größte Drehmoment zum Anlaufen nicht erforderlich, sondern es genügt schon eine gewisse Erhöhung desselben, während ein möglichst kleiner Anlaufstrom unter allen Umständen erwünscht ist. Man macht daher den Anlaufwiderstand noch wesentlich höher und richtet ihn regulierbar ein. Fig. 77 zeigt einen solchen für drei Phasen, Fig. 78 für zwei Phasen. In aus-

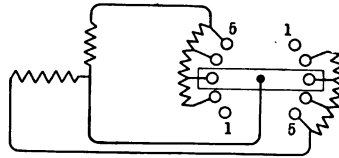
geschalteter Stellung steht der Anlafshebel auf dem Kontaktknopfe 1, wobei der Läuferstromkreis unterbrochen ist. Wird er dann auf den Kontakt 2 gestellt, so ist der ganze Anlafswiderstand in jeder Phase der Läuferwicklung vorgeschaltet. Bei weiterer Drehung des Hebels wird er stufenweise ausgeschaltet. Auf dem Kontakte 5 ist der ganze Widerstand ausgeschaltet und die Läuferwicklung kurzgeschlossen. Ist das zum Anlaufen erforderliche Drehmoment gering, so wird sich der Läufer schon beim ersten Kontakte zu drehen beginnen, also mit sehr geringer Stromstärke anlaufen.

Fig. 77.



Ist das erforderliche Drehmoment größer, so wird er sich erst beim zweiten Kontakte zu drehen beginnen, aber auch dementsprechend mehr Strom verbrauchen. Genügt das noch nicht, so wird man bis auf den dritten oder vierten Kontakt drehen müssen, wo vielleicht schon jener Widerstand erreicht wird, bei dem das größte Drehmoment auftritt.

Fig. 78.



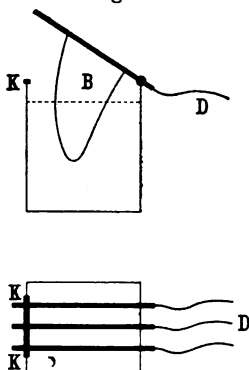
Läuft der Motor dabei noch nicht an, so ist er überhaupt nicht im stande, das erforderliche Drehmoment zu liefern, d. h. er ist für den vorliegenden Fall zu schwach.

Die in Fig. 77 und 78 dargestellten Anlasser werden aus Widerstandsdrähten hergestellt. Der hier und in der Läuferwicklung in Wärme umgesetzte Verlust  $V = m w_2 J_2^2$  ergibt sich bei irgend einer Schlüpfung  $s$  aus Gleichung 17) oder 10) oder 11), je nachdem, ob man vom Drehmomente oder von der übertragenen Leistung oder von der abgegebenen Leistung ausgeht.

Eine allmähliche Verminderung des Anlafswiderstandes statt der stufenweisen erhält man bei Flüssigkeitsanlassern. Fig. 79 zeigt einen solchen schematisch in der von der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft ausgeführten Form. An einem

eisernen Gefäße, das mit gewöhnlichem Wasser oder dünner Sodalösung gefüllt ist, sind drehbar drei Eisenbleche *B* so angebracht, daß sie voneinander und vom Gefäße isoliert sind. Jedes ist mit einer Stromzuführung *D* versehen, die zu einer Schleifbürste des Läufers führt. Sind die Bleche ganz außerhalb der Flüssigkeit, so ist der sekundäre Stromkreis unterbrochen. In dem Maße, als sie eingetaucht werden, nimmt der Widerstand ab. Hat der Läufer seine normale Umlaufzahl erreicht, so wird er dadurch kurzgeschlossen, daß die Träger der Bleche mit gut leitenden Verbindungen auf den Kurzschlusskontakt *K* am Gefäße zu liegen kommen.

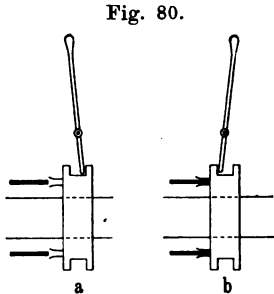
Fig. 79.



Bei größeren Motoren, wo der Widerstand der Läuferwicklung so klein ist, daß der Widerstand der Bürsten und der Verbindungsleitungen dagegen nicht verschwindet, schließt man die Läuferwicklung nicht außerhalb des Motors, sondern in ihm selbst kurz, indem man einen gut leitenden Ring auf der Achse verschiebbar einrichtet. Fig. 80 a zeigt diese Einrichtung in ausgeschalteter, Fig. 80 b in eingeschalteter Stellung mit zwei Kontakten. Fig. 81 zeigt eine wirkliche Ausführung. Bei der Stellung *a* muß der Läuferstrom von den Schleifringen durch die Bürsten zum Anlasser gehen, während er bei der Stellung *b* kurzgeschlossen ist. Man darf bei einer solchen Einrichtung natürlich nicht vergessen, beim Ausschalten des Motors zur Stellung *a* zurückzugehen, weil sonst beim nächsten Anlassen der Anlaufwiderstand kurzgeschlossen und daher unwirksam ist. Fig. 60 (S. 55) zeigt eine andere Ausführung. Die mit der Wicklung verbundenen Kontaktfinger legen sich an die Innenfläche des verschiebbaren Ringes an. Um die Abnutzung der Schleifringe und den Verlust durch die Bürstenreibung zu vermeiden, werden meistens die Bürsten nach Einrückung des Kurzschlussringes von den Schleifringen abgehoben. Dies geschieht zumeist zwangsläufig mit dieser Einrückung derart, daß das Abheben der Bürsten stets stromlos erfolgt. Dem Öffnen des Kurzschlusses geht dann

auch zwangläufig das Auflegen der Bürsten voraus, damit der Motor zur nächsten Inbetriebsetzung bereit ist.

Die durch Fig. 77 bis 81 dargestellten Anlasser sind insbesondere dann notwendig, wenn, wie es bei kleineren Elektrizitätswerken häufig der Fall ist, die Vorschrift besteht, daß der



beim Anlaufen auftretende Strom nicht größer sein darf als der bei normaler Belastung. Ist das nicht der Fall, sondern handelt

es sich nur darum, beim Anlassen ein möglichst großes Drehmoment ohne übermäßige Stromstöße zu erhalten, so genügt es, eine einzige Widerstandsstufe zu haben. Diese wird am einfachsten durch die sog. Stufenläufer der

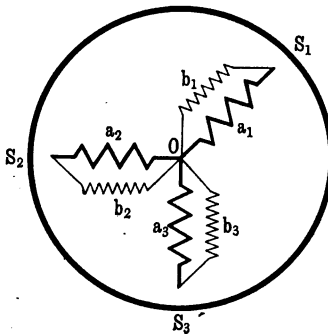
Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft erreicht. Sie besitzen unterhalb der Phasenwicklung des Läufers eine Käfigwicklung von solchem Widerstande, wie er für einen guten Anlauf bei mäßigem Stromverbrauche gerade paßt.

Die darüber befindliche Phasenwicklung führt zu einem auf der Achse befestigten Kurzschliefer,



der entweder wie in Fig. 81 von Hand, oder durch ein Fliehkraftpendel (Fig. 82) automatisch betätigt wird. Beim Einschalten des Motors ist nur die Käfigwicklung wirksam und der Motor läuft mit dem entsprechenden Drehmomente an. Sobald er eine gewisse Umlaufzahl erreicht hat, ist die Fliehkraft der an dem Hebel  $H$  sitzenden Masse  $M$  so groß geworden, daß sie die entgegenwirkende Feder  $F$  überwindet. Infolgedessen bewegt sich die Masse  $M$  nach dem Rande der Scheibe und der Hebel dreht einen um die Achse drehbaren Ring, an dem die Kurzschlusskontakte  $C$  gut leitend befestigt sind, die infolgedessen die Enden  $D$  der Phasenwicklung untereinander kurzschließen. Wird der Motor ausgeschaltet, so erhält beim Unterschreiten einer gewissen Umlaufzahl die Feder  $F$  das Übergewicht und dreht den Ring mit den Kontakten  $C$  wieder zurück, wodurch die Phasenwicklung geöffnet wird. Denselben Zwecke dienen die Läufer mit Gegenschaltung (Siemens & Halske), die in Fig. 83 schematisch dargestellt sind. Jede Phase der Wickelung

Fig. 83.



besteht aus einem geschlossenen Stromkreise  $Oab$ . Die Wickelung  $b$  hat einen so hohen Widerstand, daß der gesamte Widerstand  $a + b$  einen günstigen Anlauf ergibt, oder die Wickelungen  $a$  und  $b$  sind einander entgegengeschaltet, so daß nur die Differenz der E. M. Ke. zur Wirkung kommt. Ist der Motor auf eine gewisse Umlaufzahl gekommen, so werden die Wickelungen entweder von Hand wie

in Fig. 81, oder durch ein Fliehkraftpendel wie in Fig. 82 mit den Punkten  $S_1 S_2 S_3$  eines Kurzschlussringes gut leitend verbunden, so daß die Wickelungen kurzgeschlossen sind. Infolgedessen sind in jeder Phase die Wickelungen  $a$  und  $b$  parallel

geschaltet. Der Widerstand in jeder Phase ist dann  $\frac{ab}{a+b}$ . Bei der Stufen- und Gegenschaltung gibt es also während des Anlaufens zwei Stromstöße. Der erste tritt beim Einschalten, der zweite beim Kurzschließen auf. Bei großen Motoren würden

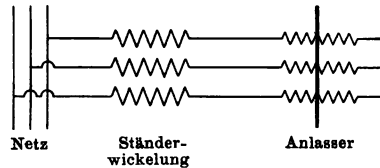
diese Stromstöße noch zu groß sein, so daß diese Ausführungen in der Regel nur bei Motoren mittlerer Größe angewendet werden. Sie haben den großen Vorteil, daß sie bei Anwendung von Fliehkraftpendeln keiner Bedienung bedürfen, so daß sie auch von entfernten Punkten aus angelassen werden können, wie kleine Motoren mit Kurzschlußläufern.

In jenen Fällen, wo nur die zweite der eingangs genannten Forderungen, nämlich Verminderung des Stromverbrauches, erfüllt werden soll, wo also das Anlaufen ohne Belastung erfolgt, sei es, daß eine Leerscheibe vorhanden ist, sei es, daß die Art des Betriebes so ist, daß die Belastung erst mit zunehmender Umlaufzahl eintritt, können auch größere Motoren mit Kurzschlußläufer verwendet werden. Zur Verminderung des Stromstoßes beim Einschalten werden der Ständerwicklung Widerstände vorgeschaltet. Das ist gleichbedeutend mit einer Verminderung der primären E. M. K. um einen Betrag, der dem Spannungsabfall in den Widerständen entspricht. Wie aus Gleichung 32) hervorgeht, ist das Anlaufdrehmoment proportional dem Quadrate des primären Stromes. Wenn also der

Widerstand so bemessen ist, daß beim Einschalten nur die Hälfte des Kurzschlußstromes auftritt, so ist das Anlaufdrehmoment nur ein Viertel desjenigen

bei direktem Anschlusse. Als solche Ständeranlasser können bei Motoren mit Sternschaltung und zugänglichem neutralen Punkte die in Fig. 77 bis 79 dargestellten Anlasser verwendet werden. Sie werden in diesem Falle zwischen Wicklung und neutralen Punkt, also hinter dem Motor, eingeschaltet (Fig. 84), und der neutrale Punkt liegt im Hebel des Anlassers, der in dieser Figur durch die verschiebbare Brücke dargestellt wird. Bei Motoren mit unzugänglichem neutralen Punkte oder mit Dreieckschaltung muß der Anlasser vor dem Motor liegen und die drei Phasen müssen auch bei der letzten Stellung des Anlassers voneinander isoliert sein. Fig. 85 zeigt einen solchen. Der Strom jeder Phase geht von dem betreffenden Kontakte über den Hebel, von dem er isoliert sein muß, zu der ebenfalls isolierten

Fig. 84.

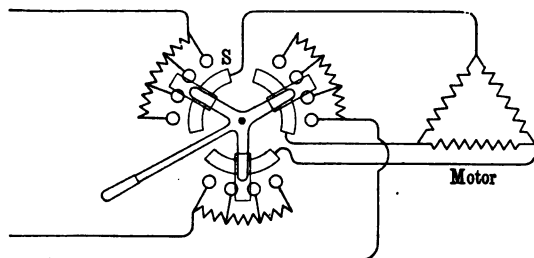




Schleifbahn  $S$  und von da zum Motor. Statt induktionsfreier Widerstände können als Ständeranlasser auch Drosselspulen verwendet werden, da ja hier nur eine Verminderung der dem Motor zugeführten Spannung erreicht werden soll. Dagegen wäre es nach den Ausführungen in Kap. 8 und 9 verfehlt, Drosselspulen als Läuferanlasser zu verwenden, denn durch eine Vergrößerung der Selbstinduktion des sekundären Stromkreises findet nach Gleichung 30) und 33) eine Verminderung des größten Drehmomentes und des Anlaufsdrehmomentes statt.

Statt induktionsfreier oder induktiver Widerstände können zur Verminderung der dem Ständer aufgedrückten Klemmen-

Fig. 85.



spannung auch Transformatoren angewendet werden, welche die Netzspannung in eine niedrigere umsetzen, die dem Ständer zugeführt wird. Das kann in einer einzigen Stufe oder mittels eines regulierbaren Transformators in mehreren Stufen geschehen. Nach Erreichung einer gewissen Umlaufszahl wird der Motor direkt mit dem Netze verbunden und der Transformator abgeschaltet.

Eine Verminderung des Stromes beim Einschalten durch Verminderung der zugeführten Spannung wird auch dadurch erreicht, daß man einen Motor, der im normalen Betriebe Dreieckschaltung hat, mit Sternschaltung anlaufen läßt und nach Erreichung einer entsprechenden Umlaufszahl auf Dreieck umschaltet. Ist z. B. ein Motor normal für 190 Volt Dreiecksspannung geschaltet, so erhält jede Phase 190 Volt. Wird er aber in Sternschaltung gebracht, so erhält jede Phase beim Anschluß an 190 Volt verkettete Spannung nur 110 Volt. Die Stromstärke beim Einschalten ist daher im Verhältnis von 190 zu 110 kleiner, das Anlaufsdrehmoment aber vermindert sich mit dem Quadrate

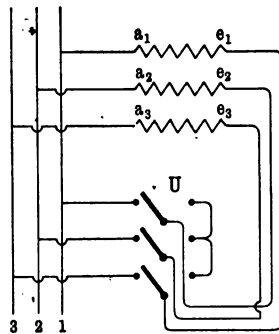
dieses Verhältnisses. Diese Umschaltung wird mittels des dreipoligen Umschlaghebels  $U$  (Fig. 86) ausgeführt. Vor dem Anlassen wird er nach rechts gelegt, wodurch die Enden der drei Phasen untereinander verbunden werden, so daß der Motor Sternschaltung hat. Ist der Motor dabei angelaufen, so wird der Umschlaghebel nach links geschlagen, wodurch der Motor in Dreieckschaltung kommt, denn es ist jetzt  $e_2$  mit  $a_1$ ,  $e_3$  mit  $a_2$  und  $e_1$  mit  $a_3$  verbunden worden.

Der umgekehrte Weg, nämlich das Anlaufen mit Dreieckschaltung, wird eingeschlagen, wenn es sich darum handelt, ein noch größeres Drehmoment zu erzielen als das größte bei normalem Betriebe, und wenn auf die Stärke des Anlaufsstromes keine Rücksicht genommen zu werden braucht. Zu diesem Zwecke wird ein bei normalem Betriebe in Sternschaltung arbeitender Motor für den Anlauf in Dreieckschaltung gebracht. Jetzt erhält jede Phase eine um das 1,73-fache höhere Spannung. Dadurch wächst zwar der Kurzschlußstrom beim Einschalten in demselben Verhältnisse, das Drehmoment aber nach Gleichung 33) im quadratischen Verhältnisse.

Eine beliebige Erhöhung der Spannung zum Zwecke der Erhöhung des Anlaufdrehmomentes kann natürlich auch durch einen Transformator erzielt werden, der die Netzspannung in eine höhere umsetzt. Nach erfolgtem Anlaufe wird der Motor wie oben direkt aufs Netz geschaltet und der Transformator abgeschaltet.

Jeder Motor, auch wenn er leer anläuft, braucht eine gewisse Zeit, um auf seine normale Umlaufzahl zu kommen. Das dauert bei gleichem Drehmomente um so länger, je größer das Trägheitsmoment des Läufers (eventuell samt Vorgelege) ist. Andererseits ist ein um so größeres Drehmoment erforderlich, je größer die Beschleunigung ist, die ihm erteilt werden soll, d. h. je rascher er seine normale Umlaufzahl erreichen soll. Um also einen Motor mit möglichst kleinem Stromverbrauche anzulassen, genügt es nicht, einen regulierbaren Anlasser wie Fig. 77 bis 79 oder 84

Fig. 86.



zu haben, sondern es ist außerdem notwendig, den Anlaufwiderstand langsam zu vermindern bzw. zwischen den einzelnen Stufen so viel Zeit verstreichen zu lassen, bis die der betreffenden Stufe entsprechende Umlaufzahl erreicht ist. In solchen Fällen ist es nützlich, ein Amperemeter im primären Stromkreise zu haben. Man hat dann darauf zu achten, daß eine gewisse Stromstärke nicht überschritten wird, indem man den Anlasser erst dann weiter bewegt, wenn sie infolge wachsender Umlaufzahl des Läufers zu sinken beginnt. Erfahrenes Bedienungspersonal bringt das auch ohne Amperemeter lediglich nach dem Geräusch des anlaufenden Motors zuwege. Nach mehreren Inbetriebsetzungen desselben Motors hat man die erforderliche Zeit auch schon im Gefühl. Würde man einen Anlasser mit einem Ruck einschalten, so wäre das nicht viel anders als ein direktes Anschließen des Motors an das Netz. Um daher in gewissen Fällen von der Zuverlässigkeit des Bedienungspersonals unabhängig zu sein, versieht man den Anlasser mit einem Schneckenantriebe, so daß eine gewisse Vorwärtsbewegung des Anlaßhebels erst durch eine größere Anzahl von Umdrehungen einer Kurbel bewerkstelligt wird.

Manchmal, wo es auf möglichst geringe Stromstöße beim Anlassen ankommt, werden Ständer- und Läufieranlasser zu einem Apparate vereinigt, derart, daß durch Drehung einer Kurbel zuerst die Ständerwicklung und dann die Läuferwicklung stufenweise eingeschaltet wird.

Die günstigste Methode, einen Motor mit großem Anlaufdrehmomente in Betrieb zu setzen, besteht darin, daß man ihn mit verminderter Periodenzahl anlaufen läßt. Wie wir aus Kap. 9 (Gleichung 33) bis 35) wissen, ist bei gleicher Stromstärke das Anlaufdrehmoment verkehrt proportional der Periodenzahl des dem Motor zugeführten Stromes. Leider ist eine Verminderung der Periodenzahl nur in seltenen Fällen möglich, nämlich nur dann, wenn der Stromerzeuger bloß zum Betriebe eines oder mehrerer Motoren dient, die mit ihm gleichzeitig in Betrieb genommen werden, oder wenn eine besondere (Reserve-) Maschine vorhanden ist, auf welche die Motoren zur Inbetriebsetzung umgeschaltet werden können. Man schließt dann die Läuferwicklung des anzulassenden Motors kurz (wenn er nicht überhaupt schon einen Kurzschlußläufer hat) und giebt dem

Stromerzeuger die volle Magneterregung, die er bei normaler Umlaufzahl zur normalen Spannung brauchen würde. Sowie sich der Stromerzeuger zu drehen beginnt, sendet er einen Kurzschlussstrom in den Motor, der ungefähr ebenso groß ist als bei normaler Spannung und normaler Periodenzahl. Denn der äquivalente Ohmsche Widerstand eines stillstehenden Motors mit kurzgeschlossenem Läufer ist sehr klein gegenüber dem äquivalenten induktiven Widerstande. Der letztere steigt und sinkt aber in gleicher Weise mit der Periodenzahl<sup>1)</sup> wie die E. M. K. des Stromerzeugers, so daß der Kurzschlussstrom des Motors bei gleicher Magneterregung von der Periodenzahl nur wenig abhängig ist. Mit zunehmender Umlaufzahl des Stromerzeugers, also mit zunehmender Periodenzahl, nimmt die Stromstärke, aber auch das Drehmoment ab, während die Spannung steigt. Der Motor befindet sich bei diesem Verfahren, von der ersten Umdrehung an bis zur Erreichung des normalen Betriebszustandes, in der Nähe des Synchronismus. Bei Motoren, die ein großes Trägheitsmoment beim Anlaufen zu überwinden haben, und deren gesamte normale Leistung nicht viel kleiner ist als der den Betrieb aufnehmende Stromerzeuger, ist es meist nicht möglich, mit dem voll erregten Stromerzeuger und den angeschlossenen Motoren anzufahren. Dann läßt man den Stromerzeuger erst mit einer oder zwei Umdrehungen in Bewegung kommen, bevor man ihn erregt. In jenen Fällen, wo für mehrere Motoren ein besonderer Stromerzeuger (Reservemaschine) zur Inbetriebsetzung vorhanden ist, muß der betreffende Motor, nachdem er die richtige Umlaufzahl erreicht hat, mittels Umschlaghebels auf die eigentliche Betriebsmaschine umgeschaltet werden. Um dem während des Umschaltens eintretenden Geschwindigkeitsverluste des Motors Rechnung zu tragen, empfiehlt es sich, den Motor mit der Hilfsmaschine auf etwas höhere Umlaufzahl zu bringen, als er nachher im normalen Betriebe hat<sup>2)</sup>.

---

<sup>1)</sup> Benischke, „Grundgesetze“, Kap. 20.

<sup>2)</sup> Dieses Verfahren ist vom Verfasser bereits im Jahre 1897 zum Anlassen der elektrisch betriebenen Schöpfwerke in der Entwässerungsanlage des Memeldeltas angewendet worden, um den Parallelbetrieb der Stromerzeuger zu vermeiden, und ist seither in Gebrauch. Das D. R.-P. Nr. 136 013 vom Jahre 1901 besteht daher nicht zu Recht und ist inzwischen auch aufgelassen worden.

Bei größeren Motoren für Hochspannung werden Ständeranlasser manchmal lediglich aus dem Grunde angewendet, um die beim plötzlichen Ein- und Ausschalten auftretenden Überspannungen zu verhüten. Eine regelmäßige Erscheinung — wie beim Ausschalten von Gleichstrom der sogenannte Öffnungsfunken — sind diese Überspannungen hier nicht, weil die Unterbrechung eines Wechselstromes zumeist so vor sich geht, daß beim Öffnen der Schalterkontakte ein Lichtbogen entsteht, der mit der Entfernung der Kontakte voneinander sehr rasch schwächer wird. Da der Strom bei jedem Wechsel durch Null geht, so hört er schließlich einmal beim Nullwerte auf, weil er bereits zu schwach ist, um beim Wiederanstieg die Luftstrecke noch überbrücken zu können. Eine Überspannung kann bei diesem Aufhören des Stromes unter dem Nullwerte nicht eintreten, sondern nur, wenn die Unterbrechung gerade in einem Augenblicke erfolgt, wo sich der Strom im Scheitelwerte oder in seiner Nähe befindet. Das ist aber nur möglich, wenn der unterbrochene Strom so schwach ist, daß er an den Kontakten der Unterbrechungstelle keinen Lichtbogen bildet. Außerdem können Überspannungen auch durch den Ladestrom verursacht werden, da jede Hochspannungswicklung infolge ihrer sorgfältigen Isolation vom Eisengestelle und zwischen den Phasen eine nicht unbedeutende Kapazität darstellt. Derartige Überspannungen können verhindert werden, indem das Ein- und Ausschalten der Ständerwicklung nicht plötzlich, sondern allmählich oder stufenweise über einen induktionsfreien Widerstand (Flüssigkeitswiderstand) erfolgt. Auch regulierbare Drosselpulen können dazu verwendet werden, aber nur dann, wenn nicht zu befürchten ist, daß durch die Vergrößerung der Selbstinduktion eine elektrische Resonanz mit einer etwa angeschlossenen Kabelleitung eintritt. Jedenfalls ist es ratsam, in solchen Fällen Spannungssicherungen<sup>1)</sup> anzubringen. Das Auftreten von Überspannungen kann auch dadurch vermieden werden, daß das Ein- oder Ausschalten der Ständerwicklung erfolgt, während die Läuferwicklung geschlossen ist. Dadurch wird eine plötzliche Änderung des magnetischen Zustandes verhindert, weil der in der Läuferwicklung induzierte Strom nahezu entgegengesetzte Phase hat wie der primäre, also ihm entgegenwirkt.

---

<sup>1)</sup> Benischke, Elektr. Zeitschr. 1902, S. 552.

Außerdem findet infolge der gegenseitigen Induktion eine scheinbare Verminderung der Selbstinduktion und eine scheinbare Vergrößerung des Ohmschen Widerstandes statt, aus welchen beiden Umständen ebenfalls eine Verminderung der etwa entstehenden Überspannung hervorgeht. Natürlich wird der Motor mit kurzgeschlossenem Läufer beim Einschalten der Ständerwicklung seinen vollen Kurzschlussstrom aufnehmen. Um das zu vermeiden, läßt man den Läufer nicht ganz kurzgeschlossen, sondern über einen gewissen Widerstand, indem man den Läuferanlasser auf die erste Widerstandsstufe stellt. Der dabei auftretende sekundäre Strom wirkt auf eine plötzliche Änderung des magnetischen Zustandes noch genügend dämpfend, um den gewünschten Schutz zu erzielen. Man versieht zu diesem Zwecke den Läuferanlasser mit einem Anschlagstifte, so daß er niemals über die letzte Stufe hinausgedreht werden kann. Beim Ausschalten wird der Motor natürlich erst dann zum Stillstande kommen, wenn der Ständerstrom unterbrochen ist.

Dieses Verfahren kann man natürlich auch bei Transformatoren anwenden, indem man vor dem Einschalten der primären Wicklung einige Glühlampen oder dergleichen an die sekundäre Wicklung anschließt oder dauernd angeschlossen läßt. Man kann dann zuweilen das Auftreten einer Überspannung an dem stärkeren Aufleuchten der Glühlampen im Moment des Einschaltens der primären Wicklung bemerken.

## 25. Die Regulierung der Umlaufzahl.

Der einzige Nachteil der asynchronen Drehstrommotoren gegenüber den Gleichstrom-Nebenschlussmotoren liegt darin, daß auf keine einfache Weise eine einfache Regulierung der Umlaufzahl in weiten Grenzen möglich ist. Da die asynchronen Motoren das Bestreben haben, in Synchronismus mit dem rotierenden Drehfelde zu kommen und davon nur um den Betrag der Schlüpfung abzuweichen, so ist eine Änderung der Umlaufzahl nur dadurch möglich, daß entweder durch Vergrößerung oder Verminderung der Periodenzahl des zugeführten Stromes eine Vergrößerung oder Verminderung der Umlaufzahl des Drehfeldes vorgenommen wird oder daß die Schlüpfung vergrößert wird.

Der erste Fall ist natürlich nur möglich, wenn der oder die zu regulierenden Motoren an einen besonderen Stromerzeuger angeschlossen sind, dessen Umlaufzahl in der gewünschten Weise geändert werden kann. Die Regulierung erfolgt dann gleichzeitig bei allen angeschlossenen Motoren.

Eine Vergrößerung der Schlüpfung ist nach Gleichung 9) nur dadurch möglich, daß durch Vergrößerung des sekundären Widerstandes eine Vergrößerung des sekundären Verlustes  $V$  vorgenommen wird. Damit ist aber auch eine entsprechende Verschlechterung des Wirkungsgrades verbunden. Überdies muß der zur Erhöhung des sekundären Widerstandes verwendete Regulierwiderstand so reichlich dimensioniert sein, daß er die seinen Widerständen entsprechenden Wärmemengen an die Umgebung abgeben kann. Die nur zum Zweck des Anlassens der Motoren gebauten Anlaufwiderstände sind also dazu nicht verwendbar. Durch Einschaltung eines induktiven Widerstandes, der keine Vergrößerung der Stromwärme im Läuferstromkreise hervorbringt, würde der beabsichtigte Zweck nicht erreicht werden, denn nach Gleichung 9) ist die Vergrößerung der Schlüpfung bei gleichem Drehmomente an die Vergrößerung des Verlustes im sekundären Stromkreise geknüpft. Durch eine Vergrößerung der Selbstinduktion würde bei derselben Schlüpfung nur eine Verkleinerung des Drehmomentes eintreten.

Der mit der Vergrößerung der Schlüpfung unbedingt verbundene Leistungsverlust läßt sich nur in der Weise nutzbar machen, daß der Läuferstrom anstatt einem Regulierwiderstande einem anderen dazu passenden Motor zugeführt wird, der nun seinerseits auch Leistung abgeben kann, und zwar an dasselbe Objekt, wenn sein Läufer mit dem des ersten Motors direkt oder indirekt gekuppelt ist. Das ist die sog. Kaskadenschaltung zweier Motoren, wie sie unter besonderen Verhältnissen manchmal angewendet wird (elektrische Bahnen, Walzwerke u. s. w.). Es ist dadurch möglich, die Umlaufzahl zweier derart gekuppelter Motoren auf die Hälfte jener zu bringen, die sie haben würden, wenn sie beide direkt an das Netz angeschlossen würden. Bei gleicher Leistung hat dann das Kaskadensystem das doppelte Drehmoment als bei direktem Betriebe beider Motoren, weil eben die Umlaufzahl nur etwa halb so groß ist als bei normalem Betriebe. (Näheres darüber in Kap. 28.)

Eine sprungweise Änderung der Umlaufzahl aufs Doppelte wie bei der Kaskadenschaltung kann auch durch Umschaltung der Ständerwicklung auf halbe Polzahl erreicht werden. Denn nach Gleichung 1) ist die Umlaufzahl des Drehfeldes, welcher der Läufer nachzukommen strebt,  $u_1 = \frac{n}{p}$ , d. h. die synchrone Umlaufzahl ändert sich also bei konstanter Periodenzahl des zugeführten Stromes umgekehrt wie die Anzahl der Polpaare. Am einfachsten ist die Umschaltung auf halbe Polzahl bei Ständern mit Ringwicklung. Doch ergeben sich in Bezug auf Leistungsfaktor und Drehmoment so ungünstige Verhältnisse, daß eine größere Anwendung von dieser Umschaltung in der Praxis nicht gemacht wurde. Erst später ist es Behn-Eschenburg bei Motoren der Maschinenfabrik Örlikon gelungen, eine brauchbare Umschaltung einer Trommelwicklung zu erzielen, und zwar nicht nur auf halbe, sondern auch auf dazwischenliegende Umlaufzahlen. Aber auch diese Motoren haben sich bisher nicht eingebürgert. Es sei daher bloß auf die Litteratur über diesen Gegenstand verwiesen <sup>1)</sup>.

## Die asynchrone Maschine unter aufsergewöhnlichen Betriebsverhältnissen.

### 26. Die asynchrone Maschine als Stromerzeuger.

In Kap. 8 ist durch Fig. 14 die Abhängigkeit des Drehmomentes eines asynchronen Motors von der Schlüpfung  $s$  dargestellt (entsprechend der Gleichung 26) und zwar für positive Schlüpfungswerte. Berechnen wir nach derselben Gleichung das Drehmoment für negative Schlüpfungswerte, so erhalten wir in Fig. 87 den links von der Ordinatenachse liegenden Teil der Drehmomentkurve, die jetzt ebenfalls negativ ist. Wenn aber das Drehmoment  $D$  negativ ist, so muß auch die elektrische Leistung  $P_1$  negativ sein, weil diese laut Gleichung

<sup>1)</sup> Elektr. Zeitschr.: Dahlander 1897, S. 257; Ziehl 1897, S. 535; Burkard 1903, S. 694; Behn-Eschenburg 1902, S. 1055; 1903, S. 1004; 1904, S. 817; D. R.-P. Nr. 138 854. Zeitschr. f. Elektrotechnik: Sumec 1894, S. 379.

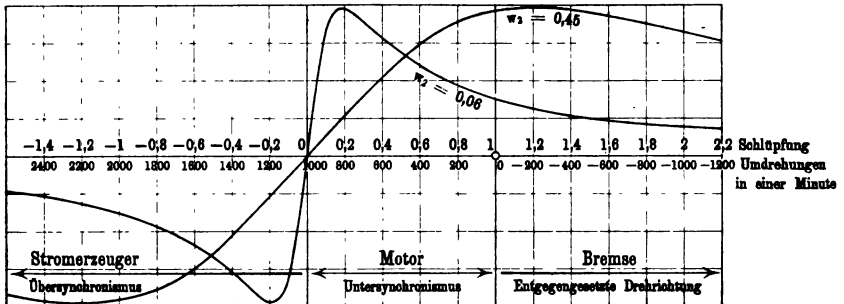


chung 6) gleich  $a_1 D$  ist. Ferner sehen wir aus Gleichung 38) (S. 34), daß bei negativer Schlüpfung auch die an der Motorwelle auftretende mechanische Leistung negativ ist, da das Drehmoment  $D$  negativ ist, während  $1 - s$  positiv ist. Die Verhältnisse liegen also jetzt gerade umgekehrt wie bei positiver Schlüpfung, d. h. diese Maschine gibt jetzt nicht mehr mechanische Leistung ab, sondern es muß mechanische Leistung aufgewendet werden, um den Läufer mit negativer Schlüpfung zu drehen. Dagegen gibt sie elektrische Leistung ab, was nur dadurch möglich ist, daß sie Strom in das Netz zurückschickt. Aus der Definition der Schlüpfung

$$s = \frac{u_1 - u_2}{u_1}$$

ersieht man, daß sie nur dann negativ sein kann, wenn  $u_2$  größer ist als  $u_1$ , d. h. wenn der Läufer durch eine äußere Kraft

Fig. 87.



schneller gedreht wird, als das magnetische Drehfeld entsprechend der Periodenzahl des Netzstromes rotiert. Die asynchrone Maschine arbeitet also bei übersynchronem Betriebe als Stromerzeuger. Ihr negatives Drehmoment verläuft von Null beginnend ebenso wie das positive beim Motorbetriebe. Der von der übersynchronen Maschine ins Netz geschickte Strom hat dieselbe Periodenzahl wie der des Netzes. Wäre das nicht so, so würde zwischen dem Strome des Netzes und dem von der übersynchronen Maschine gelieferten Interferenz eintreten, und infolgedessen würde abwechselnd von der Maschine Strom ins Netz und umgekehrt vom Netz in die Maschine gehen. Da das

letztere infolge des negativen Drehmomentes nicht möglich ist, so muß der von der Maschine gelieferte Strom dieselbe Periodenzahl haben wie das Netz, gleichgültig, mit welcher Umlaufzahl der Läufer gedreht wird. Der physikalische Zusammenhang mit dem Netzstrom ist so wesentlich, daß die Maschine sofort aufhört, Strom zu liefern, sobald der Netzstrom verschwindet. Denn verschwindet das Drehfeld, d. h. wird  $u_1 = 0$ , so wird die Schlüpfung  $s = -\infty$ . Bei unendlich großer Schlüpfung aber ist nach Gleichung 26) das Drehmoment Null.

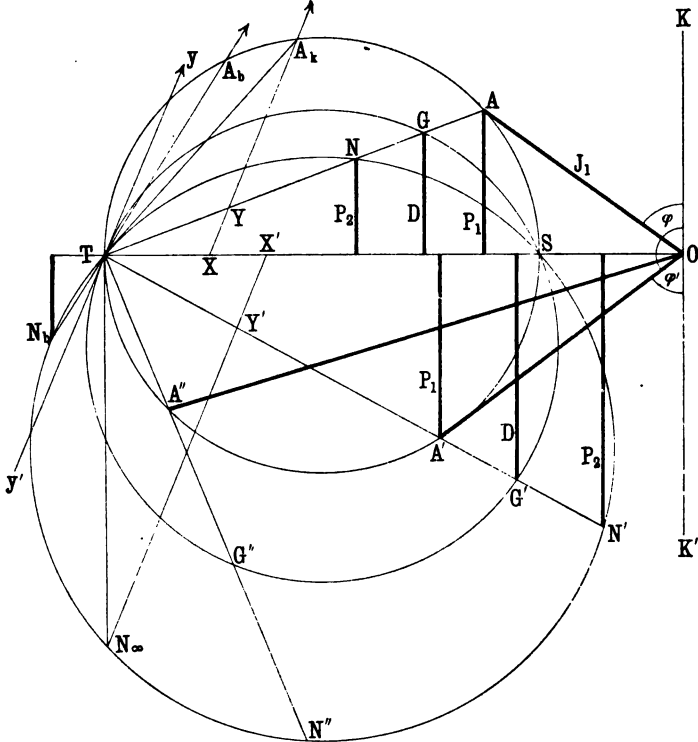
Physikalisch erklärt sich der Vorgang der Stromlieferung ebenso wie bei einem mit größerer Geschwindigkeit gedrehten Gleichstrom-Nebenschlußmotor. Infolge der Drehung des Läufers wird eine elektromotorische Gegenkraft im Ständer erzeugt, welche der dem Motor aufgedrückten Spannung entgegen gerichtet ist. So lange die Umlaufzahl des Läufers kleiner ist wie die des Drehfeldes, ist jene kleiner als diese. Wird nun aber der Läufer mit größerer Geschwindigkeit gedreht, so überwiegt die elektromotorische Gegenkraft und infolgedessen geht Strom in das Netz.

Bei einem übersynchronen Stromerzeuger ist also nur die Stromstärke bezw. die Leistung, nicht aber die Periodenzahl des Ständerstromes von der Umlaufzahl, mit der er betrieben wird, abhängig, und er bedarf, um überhaupt Strom liefern zu können, eines die Periodenzahl bestimmenden Netzes — eines „Takt-halters“. Daraus geht ohne weiteres hervor, daß ein solcher Stromerzeuger im Gegensatz zu einem synchronen ohne Rücksicht auf Phasengleichheit dem Netze parallel geschaltet werden kann. Wird die asynchrone Maschine bei einer untersynchronen Umlaufzahl aufs Netz geschaltet, so nimmt sie Strom auf und läuft als Motor; wird sie mit übersynchroner Umlaufzahl aufs Netz geschaltet, so giebt sie Strom ans Netz ab. Bei Synchronismus läuft sie indifferent, d. h. weder als Motor noch als Stromerzeuger, und nimmt aus dem Netze nur den reinen Magnetisierungsstrom auf.

Die beim Betriebe als übersynchroner Stromerzeuger obwaltenden Verhältnisse ergeben sich aus demselben Kreisdiagramme, das für den Motor gilt, mit Ausnahme der Schlüpfung, wie wir später sehen werden. Man braucht nur die drei Kreise zu vervollständigen, wie Fig. 88 zeigt. Bei Leerlauf ( $s = 0$ ) fällt

der Belastungspunkt  $A$  (Endpunkt des Stromvektors  $J_1$ ) mit  $S$  zusammen. Beim Betriebe als Motor bewegt er sich auf dem oberen Halbkreise von  $S$  bis  $A_k$ , beim Betriebe als Stromerzeuger auf dem unteren Halbkreise von  $S$  über  $A'$  bis  $T$ . Der ins Netz geschickte Strom  $J'_1$  ist also dargestellt durch den Vektor  $OA'$ . Wie ersichtlich, ist seine Phasenverschiebung  $\varphi'$  gegen die der

Fig. 88.



Maschine aufgedrückte Spannung  $K$  größer als  $90^\circ$ . Dadurch kommt zum Ausdruck, daß der Strom jetzt in das Netz zurückgeht. Seine elektrische Leistung ist

$$P_1 = KJ \cos \varphi = KJ \cos (180 - \varphi') = - KJ \cos \varphi',$$

wobei  $\varphi'$  den Phasenverschiebungswinkel zwischen  $J'_1$  und  $K'$  bedeutet. Da  $K'$  der dem Motor aufgedrückten Klemmenspannung  $K$

entgegengesetzt ist, so bezeichnet  $K'$  die Gegen-E. M. K. der Maschine. Demnach bedeutet die von  $A'$  aus auf den Durchmesser  $OT$  gefällte Senkrechte, wie beim Motorbetriebe, die Wattkomponente des Stromes, oder in entsprechendem Maßstabe die vom Stromerzeuger gelieferte elektrische Leistung  $P_1$ . Dementsprechend bedeutet die Senkrechte  $D$ , die vom Punkte  $G'$  des Drehmomentkreises aus gefällt wird, das Drehmoment. Die Senkrechte  $P_2$ , die vom Punkte  $N'$  des Kreises der mechanischen Leistung aus gefällt wird, bedeutet die mechanische Leistung (unter Vernachlässigung der Eisenverluste), die notwendig ist, um den Läufer mit der entsprechenden übersynchronen Umlaufzahl zu betreiben, also die von der Maschine aufgenommene mechanische Leistung  $P_2$ . Wie man aus diesem Diagramme ohne weiteres sieht, hat das Drehmoment ein Maximum, das wir schon aus der Fig. 87 kennen. Desgleichen hat der Leistungsfaktor  $\cos \varphi'$ , die elektrische Leistung und die mechanische Leistung ein Maximum, wie beim Betriebe als Motor. In Fig. 89 ist der Verlauf dieser Größen in Abhängigkeit von der Schlüpfung dargestellt. Die Schlüpfung wird aber jetzt in anderer Weise gefunden als beim untersynchronen Betriebe (Motorbetrieb). Denn die Überlegung in Kap. 21 ist auf den unteren Teil des Diagrammes, wo der Kreis der elektrischen Leistung innerhalb des Drehmomentkreises und dieser innerhalb des Kreises der mechanischen Leistung liegt, nicht mehr anwendbar. Man erhält aber ganz analoge Verhältnisse, wenn man jetzt statt der beim untersynchronen Betriebe angewendeten Schlüpfung

$$s = \frac{a_1 - a_2}{a_1} = \frac{u_1 - u_2}{u_1} \dots \dots \dots 83)$$

die beim übersynchronen Betriebe negativ wird, eine andere Schlüpfung einführt, die bei diesem Betriebe positiv ist<sup>1)</sup>. Es ist dies die Schlüpfung

$$\xi = \frac{a_2 - a_1}{a_2} = \frac{u_2 - u_1}{u_2} \dots \dots \dots 84)$$

Der Unterschied gegenüber der Schlüpfung  $s$  besteht darin, daß die relative Geschwindigkeit nicht zur Feldgeschwindigkeit  $a_1$ , sondern zur Läufergeschwindigkeit  $a_2$  ins Verhältnis gesetzt ist; und da bei übersynchronem Betriebe  $a_2 > a_1$ , so ist  $\xi$

<sup>1)</sup> Benischke, Elektr. Zeitschr. 1904, Heft 34.



Für die mechanische Leistung behalten wir dieselbe Form wie in Kap. 7, nämlich:

$$P_2 = a_2 D.$$

Da für übersynchronen Betrieb  $\xi$  kleiner als 1 und positiv ist, so sind die beiden letzten Gleichungen eine Bestätigung dafür, daß die zugeführte mechanische Leistung  $P_2$  größer ist als die abgegebene elektrische Leistung  $P_1$ . Die beiden vorletzten Gleichungen bilden nun die entsprechende Analogie zu den Gleichungen 9) und 38) des untersynchronen Betriebes. Je schneller der Läufer angetrieben wird, d. h. je größer  $a_2$  wird, desto näher kommt die Schlüpfung  $\xi$  der Einheit. Für  $a_2 = \infty$  ist  $\xi = 1$ . Nach Gleichung 86) ist dann

$$V = - P_2 \dots \dots \dots 89)$$

und nach Gleichung 88)

$$P_1 = 0,$$

d. h. die gesamte, der Maschine zugeführte mechanische Leistung wird in diesem Falle im Läuferstromkreise in Wärme umgesetzt und die abgegebene elektrische Leistung ist Null. Aus diesen Grenzfällen folgt, daß sich auf  $\xi$  dieselbe Überlegung anwenden läßt wie in Kap. 21, S. 81 auf  $s$ , d. h. daß sich die Schlüpfung  $\xi$  durch eine gerade Linie  $X'N_\infty$  darstellen läßt, die parallel zur Tangente an den Drehmomentkreis  $Ty'$  durch jenen Punkt  $N_\infty$  gezogen wird, für welchen die elektrische Leistung Null ist. Daß die dem Punkte  $N_\infty$  entsprechende elektrische Leistung Null ist, ergibt sich daraus, daß die Senkrechte von diesem Punkte aus den Leistungskreis im Punkte  $T$  tangiert, während die zugeführte Leistung, die nach Gleichung 89) vollständig in Wärme umgesetzt wird, gleich  $N_\infty T$  ist. Da nun nach dem obigen die elektrische Leistung  $P_1$  dann Null ist, wenn  $\xi = 1$  ist, so muß die Linie  $X'N_\infty$  gleich der Einheit der Schlüpfung  $\xi$  sein. Teilt man also diese Strecke in 100 Teile, und wird beispielsweise das Stück  $X'Y'$  gleich 12 solcher Teile gemessen, so ist die Schlüpfung  $\xi$  für den Belastungspunkt  $A'$  gleich 0,12. Es fragt sich nun, welche Beziehung zwischen  $s$  und  $\xi$  besteht. Aus den Definitionsgleichungen 83) und 84) erkennt man ohne weiteres, daß für  $a_2 = \infty$ ,  $s = -\infty$  und  $\xi = 1$  ist. Dem Punkte  $N_\infty$  entspricht also eine unendlich große Läufergeschwindigkeit und die Schlüpfung  $s = -\infty$ . Allgemein ergibt sich folgende Beziehung. Aus Gleichung 84) folgt:

$$a_2 - a_1 = a_2 \xi,$$

in Gleichung 83) eingesetzt gibt dies:

$$s = - \frac{a_2}{a_1} \xi.$$

Aus Gleichung 83) folgt:

$$s = 1 - \frac{a_2}{a_1},$$

also

$$s = (s - 1) \xi.$$

Daraus

$$\xi = \frac{s}{s - 1} \dots \dots \dots 90)$$

oder

$$s = \frac{\xi}{\xi - 1} \dots \dots \dots 91)$$

Für das obige Beispiel  $\xi = 0,12$  ist demnach:

$$s = \frac{0,12}{-0,88} = -0,136.$$

Will man also den Zusammenhang der Größen  $P_1, P_2, D$  mit der Schlüpfung  $s$  wie beim untersynchronen Betriebe herstellen, so muß man aus dem Kreisdiagramm zunächst die Schlüpfung  $\xi$  auf der Geraden  $X'N_\infty$  abmessen, und kann dann mit Hilfe der letzten Gleichung den entsprechenden Wert von  $s$  berechnen. Auf diese Weise ergaben sich die Kurven in Fig. 89. Die rechts vom Nullpunkte liegenden Teile der Kurven bis zur Schlüpfung  $s = 1$  sind identisch mit den Kurven in Fig. 21, die direkt aus dem Diagramme in Fig. 76 gewonnen wurden; die links vom Nullpunkte liegenden Teile zeigen die Abhängigkeit von der negativen Schlüpfung  $s$  also bei übersynchronem Betriebe. Außerdem sind aber auch die Werte für  $\xi$  von 0 bis 0,6 eingetragen. Bei diesen Kurven sind auch die Reibungs- und Eisenverluste insofern berücksichtigt worden, als  $D$  und  $P_2$  nicht von dem Durchmesser  $OT$ , sondern wie in Fig. 76, von der Parallelen  $A_0L'$  aus gemessen worden sind. Bei höheren Läufergeschwindigkeiten sind die Verluste natürlich bedeutend größer als bei synchroner Geschwindigkeit, weil sie beide mit höheren als mit den ersten Potenzen wachsen.

Als charakteristisch sei noch der Punkt hervorgehoben, wo der Läufer mit der doppelten Feldgeschwindigkeit  $a_2 = 2 a_1$

gedreht wird. Für diesen Fall ist  $s = -1$  und  $\delta = 0,5$ . Man findet also diesen Punkt im Kreisdiagramme (Fig. 88), indem man die Schlüpfungslinie  $X'N_\infty$  halbiert und durch den Halbierungspunkt den Vektor  $TN''$  zieht. Dieser schneidet den Kreis der elektrischen Leistung im Punkte  $A''$ . Demnach ist  $A''O = J''_1$  die Stromstärke, die bei dieser Geschwindigkeit in das Netz geschickt wird.

Wie wir oben gesehen haben, kann der übersynchrone Stromerzeuger ohne Rücksicht auf Phasengleichheit dem Netze parallel geschaltet werden. Er kann also auch nicht außer Tritt fallen. Dafür hat er einen sehr erheblichen Nachteil in anderer Hinsicht. Wie aus dem Diagramme und den Kurven in Fig. 89 hervorgeht, ist seine Stromstärke nicht unabhängig vom Leistungsfaktor, d. h. eine gewisse Stromstärke, die er bei einer gewissen Läufergeschwindigkeit hergeben kann, hat immer auch eine gewisse Phasenverschiebung. Diese ist nicht, wie bei einem synchronen Stromerzeuger, nur von den Verbrauchsapparaten abhängig, sondern von der übersynchronen Maschine selbst. Es fehlt ihr eben die Spannungsregulierung, da sie kein selbständiges Erregerfeld hat. Dadurch ist ihre Anwendungsfähigkeit sehr beschränkt. Man kann eine Zentrale aus übersynchronen Stromerzeugern allein nicht herstellen, abgesehen davon, daß sie eines „Takthalters“ bedürfen, der die Periodenzahl des Netzes bestimmt. Unbeabsichtigt arbeitet ein asynchroner Drehstrommotor als Stromerzeuger, wenn er als Kranmotor eine Last senkt, und infolge irgend eines Umstandes letztere so rasch sinkt, daß die synchrone Umlaufzahl überschritten wird. Das gleiche ist der Fall, wenn ein mit einem solchen Motor betriebener Wagen beim Bergabfahren zu schnell läuft. Durch Stromabgabe ins Netz wird natürlich die Bewegung gebremst. Endlich kann der übersynchrone Betrieb vorkommen beim zweiten Motor eines Kaskadensystemes, wenn die Umlaufzahl größer ist als die halbe synchrone Geschwindigkeit des ersten Motors (vgl. Kap. 28).

## 27. Die asynchrone Maschine als Bremse.

Wird bei untersynchronem Betriebe (Motorbetrieb) die Maschine vom Leerlaufe  $S$  (Fig. 88) an immer mehr belastet, bis zum Stillstande, so bewegt sich der Punkt  $A$  in der oberen Hälfte



des Diagrammes bis zum Kurzschlusspunkte  $A_k$ , wo  $s = 1$  ist. Infolgedessen ist nach Gleichung 10)  $V = sP_1$  der Verlust durch Stromwärme gleich der gesamten zugeführten elektrischen Leistung  $P_1$ , und infolgedessen die mechanische Leistung Null. Wird die Schlüpfung größer als 1, was nach der Definitionsgleichung  $s = \frac{a_1 - a_2}{a_1}$  dann der Fall ist, wenn  $a_2$  negativ ist,

d. h. wenn der Läufer entgegen dem magnetischen Felde gedreht wird, so ist nach obiger Gleichung der Verlust durch Stromwärme  $V$  größer als die zugeführte elektrische Leistung  $P_1$ . Das ist nur dadurch möglich, dass jetzt der Maschine nicht nur elektrische, sondern auch mechanische Leistung zugeführt wird, und beide im Läuferstromkreise in Wärme umgesetzt werden. In der Tat folgt auch aus der Gleichung 7):

$$P_2 = a_2 D,$$

dass bei negativer Läufergeschwindigkeit  $a_2$  die mechanische Leistung  $P_2$  negativ ist, weil  $D$  nach Gleichung 26) bei positivem  $s$  immer positiv ist, wie auch die Kurven in Fig. 87 zeigen. Die asynchrone Maschine wirkt also bei einer Schlüpfung, die größer als  $+1$  ist, als vollständige arbeitsverzehrende Bremse. Dass die Schlüpfung jenseits des Punktes  $A_k$  größer als 1 ist, kommt dadurch zum Ausdruck, dass die Schlüpfungslinie  $XA_k$  über  $A_k$  hinaus verlängert werden muss, um mit dem Vektor  $TA_b$  zum Schnitt zu kommen. Die bei diesem Punkte der asynchronen Maschine zugeführte elektrische Leistung ist dargestellt durch die Senkrechte, die von  $A_b$  aus auf  $OT$  gefällt wird. Der Vektor  $TA_b$  schneidet aber, nach rückwärts verlängert, auch den Kreis der mechanischen Leistung in dem unter den Durchmesser  $OT$  gelegenen Teil des Diagrammes im Punkte  $N_b$ . Die Senkrechte  $N_b$ , die von diesem Punkte aus auf den verlängerten Durchmesser gefällt wird und negativ ist, stellt also die mechanische Leistung dar, die aufgewendet werden muss, um den Läufer entgegen dem magnetischen Felde zu drehen und die im Läuferstromkreise ebenfalls in Wärme umgesetzt wird.

Fig. 89 zeigt rechts von der Schlüpfung  $+1$  den Verlauf des Drehmomentes, der elektrischen und der mechanischen Leistung. Wie man sieht, liegt letztere unterhalb der Abszissenachse, da sie eben im Gegensatz zum Motorbetriebe nicht abgegeben wird, sondern zugeführt werden muss.

Wie man aus dem Kreisdiagramme (Fig. 88) erkennt, wirkt die Maschine jenseits des Punktes  $A_k$  so lange als vollständige Bremse, bis der Vektor  $TA_b$  mit der Tangente an den Drehmomentkreis  $Ty$  zusammenfällt. In diesem Falle schneidet dieser Vektor die Schlüpfungslinie  $TA_k$  erst in unendlicher Entfernung, also ist hierfür  $s = +\infty$ . Aus Gleichung 26) ergibt sich ebenfalls, daß das Drehmoment erst für  $s = \infty$  Null wird.

Der Fall, daß der Läufer eines Motors entgegen dem magnetischen Felde gedreht wird, kommt in der Praxis vor, wenn z. B. ein Kranmotor eine Last nicht weiter zu heben vermag und diese zu sinken beginnt, oder wenn ein bergauf fahrender, mit einem asynchronen Motor betriebener Wagen zurückläuft.

Fassen wir zusammen, so haben wir drei Bereiche im Betriebe einer asynchronen Maschine zu unterscheiden, wenn sich die Schlüpfung  $s$  zwischen  $+\infty$  und  $-\infty$  ändert. Im Diagramme werden diese Bereiche abgegrenzt durch die Punkte  $S, A_k, T$ . In Fig. 89 sind sie durch die stark gezeichneten Ordinaten abgegrenzt. Diese Bereiche sind:

I. Ändert sich die Schlüpfung von 0 bis  $+1$ , d. h. die Umlaufszahl des Läufers von Synchronismus bis Stillstand, so wirkt die asynchrone Maschine als Motor. Sie nimmt elektrische Leistung auf und gibt mechanische ab.

II. Ändert sich die Schlüpfung von  $+1$  bis  $+\infty$ , d. h. wird der Läufer in entgegengesetzter Richtung gedreht, so wirkt er als Bremse. Er nimmt elektrische und mechanische Leistung auf und setzt beide in Wärme um.

III. Ändert sich die Schlüpfung  $s$  von 0 bis  $-\infty$ , oder die Schlüpfung  $\delta$  von 0 bis 1, d. h. wird der Läufer übersynchron bis zu unendlich großer Geschwindigkeit angetrieben, so wirkt die Maschine als Stromerzeuger: sie nimmt mechanische Leistung auf und gibt elektrische ab.

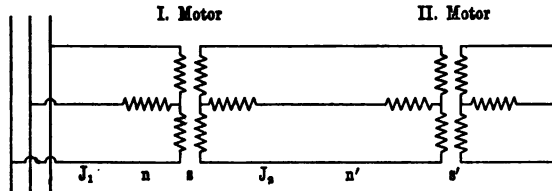
## 28. Drehstrommotoren in Kaskadenschaltung.

Zum Betriebe elektrischer Wagen, die mit zwei asynchronen Drehstrommotoren versehen sind, ist öfters die sogenannte Kaskaden- (oder Tandem-) Schaltung angewendet worden, die darin besteht, daß nur der eine Motor seinen Strom aus dem

Netze, der andere aber seinen Strom aus dem Läufer des ersten Motors erhält. Fig. 90 zeigt die Schaltung schematisch.

Ist  $n$  die Periodenzahl des dem I. Motor zugeführten Stromes,  $s$  seine Schlüpfung, so ist die Periodenzahl des aus seinem Läufer dem Ständer des II. Motors zugeführten Stromes (nach Gleichung 5)  $n' = sn$ . Infolge dieses elektrischen Zusammenhanges beider Motoren ergeben sich folgende Beziehungen.

Fig. 90.



Ist  $u_1$  die Umlaufzahl des Drehfeldes des I. Motors,  $u_2$  die seines Läufers,  $p$  die Anzahl der Polpaare, so ist (nach Gleichung 4)

$$u_2 = u_1 (1 - s),$$

und weil (nach Gleichung 1)

$$u_1 = \frac{n}{p},$$

so ist

$$u_2 = \frac{n}{p} (1 - s) \dots \dots \dots 92)$$

Ist  $u_3$  die Umlaufzahl des Drehfeldes des II. Motors,  $u_4$  die Umlaufzahl seines Läufers,  $s'$  seine Schlüpfung,  $p'$  die Anzahl seiner Polpaare, so gilt in gleicher Weise

$$u_4 = u_3 (1 - s') \dots \dots \dots 93)$$

und weil

$$u_3 = \frac{n'}{p'} = \frac{sn}{p'}, \dots \dots \dots 94)$$

so ist

$$u_4 = \frac{sn}{p'} (1 - s') \dots \dots \dots 95)$$

Aus dieser und der Gleichung 92) ergibt sich durch Eliminierung von  $s$ :

$$u_2 = \frac{n}{p} - \frac{p'}{p} \frac{u_4}{(1 - s')} \dots \dots \dots 96)$$

Das erste Glied auf der rechten Seite ist nichts anderes als  $u_1$ , und in das zweite Glied kann die Gleichung 93) eingeführt werden.

Dann ist

$$u_3 = (u_1 - u_2) \frac{p}{p'} \dots \dots \dots 97)$$

Sind die Polzahlen einander gleich, so folgt:

$$u_3 = u_1 - u_2 \dots \dots \dots 98)$$

Aus der Gleichung 96) folgt auch:

$$s' = 1 - \frac{p' u_4}{n - p u_2} \dots \dots \dots 99)$$

Zwischen den Leistungen der beiden Motoren ergibt sich eine Beziehung aus folgendem. Es bedeuten:

$P_1$  die dem I. Motor zugeführte elektrische Leistung,

$P_2$  die vom I. Motor abgegebene mechanische Leistung,

$P_3$  die dem II. Motor zugeführte elektrische Leistung,

$P_4$  die vom II. Motor abgegebene mechanische Leistung,

$V$  den im sekundären Stromkreise auftretenden Energieverlust.

Würde der I. Motor allein betrieben, so bestände  $V$  nur aus der Stromwärme im Läuferstromkreise. Bei der Kaskadenschaltung aber ist, wenn wir von den Eisen- und Kupferverlusten absehen:

$$V = P_3 \dots \dots \dots 100)$$

weil die dem II. Motor zugeführte elektrische Leistung  $P_3$  nur aus dem Läufer des I. Motors kommt.

Nach Kap. 7 ist

$$V = s P_1.$$

In gleicher Weise gilt für den Verlust im Läufer des II. Motors

$$V' = s' P_3 \dots \dots \dots 101)$$

Dann ist nach Gleichung 100)

$$V' = s' V \dots \dots \dots 102)$$

Ferner ist nach Kap. 7:

$$V = \frac{s}{1 - s} P_2 \dots \dots \dots 103)$$

In gleicher Weise gilt für den II. Motor

$$V' = \frac{s'}{1-s'} P_4 \dots \dots \dots 104)$$

Aus Gleichung 102) und 103) folgt:

$$V' = \frac{s s'}{1-s} P_2 \dots \dots \dots 105)$$

Dann ergibt sich aus den beiden letzten Gleichungen:

$$P_4 = s \frac{1-s'}{1-s} P_2 \dots \dots \dots 106)$$

Nun ist bekanntlich

$$s = \frac{u_1 - u_2}{u_1} \quad \text{und} \quad s' = \frac{u_3 - u_4}{u_3}.$$

Dies eingesetzt gibt

$$\frac{P_4}{P_2} = \frac{u_1 - u_2}{u_3} \cdot \frac{u_4}{u_2} \dots \dots \dots 107)$$

Nach Einsetzung der Gleichung 97) wird daraus:

$$\frac{P_4}{P_2} = \frac{p'}{p} \cdot \frac{u_4}{u_2} \dots \dots \dots 108)$$

d. h. die gesamte, von beiden Motoren abgegebene Leistung  $P_2 + P_4$  verteilt sich zwischen beiden so, wie die Produkte aus Polzahl und Umlaufzahl; und wenn die Polzahlen gleich sind, wie die Umlaufzahlen.

Die letzte Gleichung anders geschrieben ergibt:

$$u_2 = u_4 \frac{p'}{p} \cdot \frac{P_2}{P_4} \dots \dots \dots 109)$$

d. h. bei konstanten Polzahlen, also bei gegebenen Motoren, ändert sich die Umlaufzahl  $u_2$  des I. Motors nur, wenn die des II. Motors ( $u_4$ ) oder das Verhältnis der Leistungen geändert wird.

Sollen die Leistungen der beiden Motoren gleich, also  $P_2 = P_4$  sein, so ergibt sich als Bedingungsgleichung dafür

$$\frac{u_4}{u_2} = \frac{p}{p'} \dots \dots \dots 110)$$

d. h. die beiden Motoren geben gleiche Leistung, wenn sich die Umlaufzahlen umgekehrt verhalten wie die Polzahlen. Sind die

Polzahlen beider Motoren gleich, so geben die Motoren gleiche Leistung, wenn ihre Umlaufzahlen gleich sind. Dieser Fall ist vorhanden, wenn beide Motoren auf einer gemeinsamen Welle arbeiten oder wenn sie auf zwei Achsen eines elektrischen Wagens sitzen, und die auf den betreffenden Wellen sitzenden Räder gleiche Durchmesser haben. Für diesen Fall ( $P_2 = P_4$ ) folgt aus Gleichung 106):

$$s' = 2 - \frac{1}{s} \quad \dots \dots \dots 111)$$

oder

$$s = \frac{1}{2 - s'} \quad \dots \dots \dots 112)$$

Diese Gleichung stellt also die Beziehung zwischen den Schlüpfungen der beiden Motoren dar, für den Fall, daß die Umlaufzahlen gleich sind. Es folgt daraus, daß für  $s = 0,5$ , d. h. für  $u_2 = \frac{u_1}{2}$ , die Schlüpfung des zweiten Motors  $s' = 0$  ist; er läuft also synchron. Das ist aber nur möglich, wenn er leer läuft. Und da nach der Voraussetzung, die für die letzten Gleichungen gilt, die Leistungen und Umlaufzahlen beider Motoren gleich sind, so läuft auch der erste Motor leer, trotzdem er in Bezug auf sein magnetisches Drehfeld nicht synchron, sondern mit halber synchroner Geschwindigkeit läuft. Das Kaskadensystem strebt also bei Belastung einer Umlaufzahl zu, die nur die Hälfte von jener ist, mit der jeder Motor für sich allein laufen würde. In dieser Verminderung der Umlaufzahl auf die Hälfte liegt der Zweck der Kaskadenschaltung.

Auch für den Fall, daß die Motoren nicht auf gleiche Umlaufzahl, sondern auf ein Übersetzungsverhältnis  $\frac{u_4}{u_2}$  gekuppelt sind (etwa durch Riemenscheiben von verschiedenem Durchmesser) und keine gleichen Polzahlen haben, läßt sich eine der letzten Gleichung analoge Beziehung aufstellen. Aus den Gleichungen 95) und 96) folgt nämlich durch Elimination von  $n$ :

$$s = \frac{1}{1 + \frac{u_2}{u_4} \frac{p}{p'} (1 - s')} \quad \dots \dots \dots 113)$$

Man ist dadurch in der Lage, alle Ausdrücke für Drehmoment, elektrische und mechanische Leistung des Kaskadensystems auf die Schlüpfung  $s$  des ersten Motors zu beziehen. Und da die Umlaufzahl  $n_1$  des Drehfeldes des ersten Motors aus der Polzahl und Periodenzahl bekannt ist, so kann man daraus die Umlaufzahl des ganzen Systems berechnen<sup>1)</sup>.

## Die Prüfung der asynchronen Motoren.

### 29. Die Messung der elektrischen Leistung und des Leistungsfaktors.

Sowohl zur experimentellen Bestimmung des Wirkungsgrades wie des Leistungsfaktors ist die Messung der vom Motor aufgenommenen elektrischen Leistung, oder im üblichen Maßsysteme des Wattverbrauches notwendig.

Da im allgemeinen der Wattverbrauch der drei Phasen nicht gleich ist — namentlich bei kleineren Motoren ist er oft sehr verschieden — so sind drei Wattmeter nach der Schaltung in

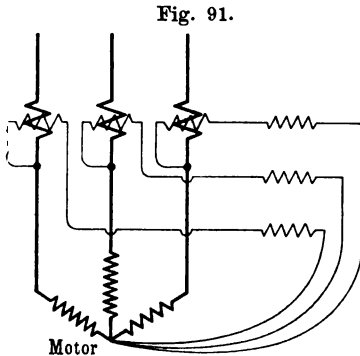


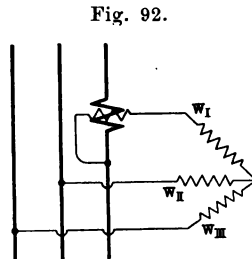
Fig. 91 notwendig, wenn der Motor Sternschaltung hat. Werden gleichzeitig in jeder Phase Strom und Sternspannung gemessen, so ergibt sich der Leistungsfaktor, indem man den Wattverbrauch einer Phase durch die Voltampere derselben Phase dividiert. Ergeben sich auf diese Weise für die einzelnen Phasen verschiedene Werte, so gilt als Leistungsfaktor des

Motors der Mittelwert. Ist die Belastung des Motors und die Klemmenspannung konstant, so genügt ein Wattmeter, das nach-

<sup>1)</sup> Über ein Diagramm, das die Verhältnisse in ähnlicher Weise darstellt, wie das Diagramm eines einzelnen Motors, vgl. Breslauer, Elektr. Zeitschr. 1903, S. 1.

einander in die drei Leitungen eingeschaltet wird. Ist man sicher, daß alle drei Phasen gleichen Wattverbrauch haben, was man daran erkennt, wenn Strom und Spannung in allen drei Phasen gleich sind, so genügt die Messung in einer Phase. Aus der Gleichheit der Ströme oder der Spannungen allein darf man aber noch nicht auf gleichen Wattverbrauch schließen. Sind bei der Schaltung in Fig. 91 die Widerstände in den Spannungskreisen der drei Wattmeter gleich groß, so braucht man sie nicht mit dem neutralen Punkte des Motors zu verbinden, denn ihr Vereinigungspunkt ist dann auch ein neutraler Punkt. Das muß man benutzen, wenn der neutrale Punkt des Motors nicht zugänglich ist oder der Motor Dreieckschaltung hat. Hat man nur ein Wattmeter, so muß man sich den neutralen Punkt durch

Hilfswiderstände (Fig. 92) herstellen. Jeder von ihnen ( $w_{II}$  und  $w_{III}$ ) muß so groß sein, wie der gesamte Widerstand des Wattmeterstromkreises  $w_I$ , einschließlich des Widerstandes der beweglichen Spule des Wattmeters. Auch die Sternspannung muß in solchen Fällen mit Hilfe eines derartigen künstlichen Nullpunktes gemessen werden, wobei wiederum jeder



der beiden Zweige soviel Widerstand haben muß, wie das Voltmeter. Aus der verketteten Spannung kann man die Sternspannung nur berechnen, wenn man das Verhältnis beider kennt. Bei sinusförmiger Wellenform ist es gleich 1,732. Glieder dritter Ordnung können bei Sternschaltung in der verketteten Spannung nur vorkommen, wenn der neutrale Punkt der Erzeugermaschine und des Motors durch einen neutralen Leiter verbunden sind, oder was dasselbe ist, wenn beide an Erde gelegt sind, wie es bei Hochspannungsanlagen manchmal vorkommt. Wenn dies nicht der Fall ist, heben sich die in der Sternspannung der Erzeugermaschine etwa enthaltenen Glieder dritter Ordnung schon innerhalb der Erzeugermaschine auf und gelangen gar nicht ins Netz<sup>1)</sup>. Dasselbe gilt für die Glieder 9. und 15. Ordnung. Dagegen können die Glieder 5., 7. und 11. Ordnung überall vor-

<sup>1)</sup> „Grundgesetze“, S. 130.



kommen. Die Glieder noch höherer Ordnung sind immer so klein, daß sie außer Betracht fallen.

Man soll daher zur Ermittlung des Leistungsfaktors immer nur die Phasenspannung messen. Hat der Motor keinen neutralen Punkt oder ist er nicht zugänglich, so muß man sich, wie bereits erwähnt, mit Hilfe zweier Widerstände von gleicher Größe, wie der des Voltmeters, einen künstlichen schaffen.

Statt eines künstlichen, durch Hilfswiderstände hergestellten Nullpunktes kann man auch den Nullpunkt  $O$  (Fig. 93) eines anderen an dasselbe Netz angeschlossenen Apparates (Transformators oder Motors) benutzen. Das ist aber nur zulässig, wenn der Apparat einen wirklichen Nullpunkt hat, d. h. wenn seine drei Phasen wirklich gleich belastet sind, und wenn der Stromverbrauch des Wattmeterspannungskreises oder des Voltmeters verschwindend klein ist gegenüber dem Stromverbrauche des Hilfsapparates. Ist dies nicht der Fall, so ist der Punkt  $O$  kein neutraler, weil keine gleichen Ströme in ihm zusammenfließen.

Fig. 93.

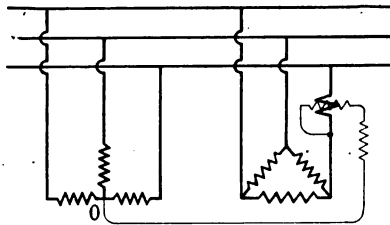
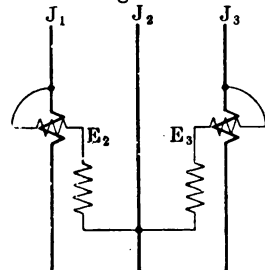


Fig. 94.



Um den Wattverbrauch eines Motors mit ungleicher Belastung und sogar ungleicher Spannung zu messen, kann man auch mit zwei Wattmetern auskommen, wenn man die in Fig. 94 angegebene sogenannte Zweiwattmetermethode anwendet. Die gesamte Leistung eines Drehstromes in jedem Augenblicke ist nämlich <sup>1)</sup>

$$p = i_1 e_2 \pm i_3 e_3,$$

wenn  $i$  und  $e$  die Augenblickswerte der in Fig. 94 als effektive Werte bezeichneten Ströme und verketteten Spannungen be-

<sup>1)</sup> „Grundgesetze“, S. 124.

deuten. Um die effektiven Werte einzuführen, müssen die Phasenverschiebungen zwischen ihnen berücksichtigt werden. Es ist also die effektive elektrische Leistung des ganzen Drehstromes

$$P = J_1 E_2 \cos \alpha \pm J_3 E_3 \cos \gamma.$$

Die Summe der Ablesungen ist zu bilden, wenn beide Wattmeter nach derselben Seite ausschlagen, die Differenz, wenn sie nach verschiedenen Seiten ausschlagen. Das letztere tritt ein, wenn einer der Phasenverschiebungswinkel  $\alpha$  oder  $\gamma$  größer als  $90^\circ$  ist. Ist die Phasenverschiebung der Ströme gegen ihre zugehörigen Sternspannungen  $\varphi$ , so ist

$$\alpha = \varphi + 30 \quad \text{und} \quad \gamma = \varphi - 30^1).$$

Ist  $\alpha$  größer als  $90^\circ$ , also  $\varphi$  größer als  $60^\circ$ , so erfolgt der Ausschlag dieses Wattmeters nach der entgegengesetzten Seite und ist von dem des anderen abzuziehen. Haben die Wattmeter nur nach einer Richtung eine ablesbare Skala, so müssen bei verkehrtem Ausschlage entweder die Strom- oder die Spannungsanschlüsse vertauscht werden.

Die Zweiwattmetermethode ist auch dann richtig, wenn Strom und verkettete Spannung verschiedene Wellenformen haben, weil nur diejenigen Glieder der verketteten Spannung eine elektrische Leistung ergeben und auf den Wattmeterausschlag Einfluss haben, die ein solches gleicher Ordnung in der Stromwelle haben. Zur Berechnung des Leistungsfaktors aber muß die Sternspannung ermittelt werden.

Hat der Motor Sternschaltung und ist sein neutraler Punkt mit dem des Stromerzeugers (Maschine oder Transformator) oder mit dem eines anderen Motors verbunden, oder sind beide geerdet, so darf die Zweiwattmetermethode nicht angewendet werden, weil sie ein falsches Ergebnis liefert, wenn Ströme und Spannungen nicht rein sinusförmig sind. Es können dann nämlich Glieder 3. und 9. Ordnung in den Strömen enthalten sein, die in den den Wattmetern zugeführten verketteten Spannungen nicht enthalten sind. Infolgedessen fallen diese Glieder in der Wattmessung aus, während sie im Motor zur Geltung kommen. In diesem Falle würde aber auch eine Messung mit künstlichem Nullpunkte (nach Fig. 92) falsches Ergebnis liefern,

---

<sup>1)</sup> „Grundgesetze“, S. 122.

wenn dieser nicht mit der neutralen Leitung oder der Erde verbunden würde. Es ist aber auch nicht nötig, in dieser Art zu messen, wenn ein neutraler Punkt vorhanden ist, sondern man muß den Grundsatz befolgen, immer an den neutralen Punkt oder an den neutralen Leiter anzuschließen, wenn solche vorhanden sind, wie in Fig. 91.

Bei sinusförmiger Wellenform und bei gleicher Belastung der drei Phasen kann der Leistungsfaktor unmittelbar aus den Ausschlägen der beiden Wattmeter ohne Strom- und Spannungsmessung nach folgender Formel<sup>1)</sup> berechnet werden:

$$\operatorname{tg} \varphi = \sqrt{3} \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} \dots \dots \dots 114)$$

wenn  $x_1$  und  $x_2$  die Ablesungen an den beiden Wattmetern bedeuten. Daraus ergibt sich mit Hilfe einer trigonometrischen Tafel oder nach der Formel

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}$$

der Leistungsfaktor. Diese Beziehung gilt auch dann, wenn man die Stromspule eines Wattmeters in Leitung I (Fig. 95) beläßt und die Spannungsspule einmal auf II und einmal auf III schaltet. Sind aber die Wellenformen nicht reine Sinuslinien, so

Fig. 95.

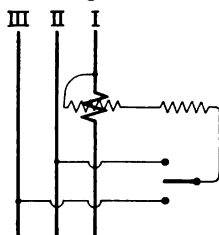
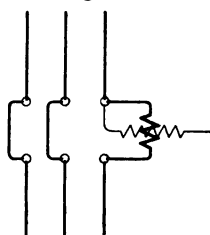


Fig. 96.



führt die Gleichung 114) zu falschen Werten<sup>2)</sup>. Man kann sie aber dann dazu benutzen, um durch den Vergleich mit dem richtig ermittelten Leistungsfaktor auf die Abweichung von der Sinusform zu schließen.

<sup>1)</sup> Breitfeld, Elektr. Zeitschr. 1899, S. 120.

<sup>2)</sup> Benischke, Ebend. 1903, S. 193.

Bei konstanter Belastung des Motors kann die Zweiwattmetermethode natürlich auch mit einem Wattmeter ausgeführt werden, indem man es, ohne den Strom zu unterbrechen, entsprechend der Fig. 94, umschaltet. Ebenso kann man mit einem Wattmeter nacheinander die Belastung aller drei Phasen einzeln messen, entsprechend der Schaltung in Fig. 91 oder Fig. 92. Das Umschalten ohne Stromunterbrechung geschieht am besten mittels eines Quecksilber-Umschalters (Fig. 96), den man einfach dadurch herstellt, daß man sechs Vertiefungen in ein genügend starkes Brett einbohrt und die Stromverbindungen durch Kupferbügel herstellt. Parallel zu einem Bügel kann man das Wattmeter legen. Wird der betreffende Bügel herausgenommen, so geht dann der Strom durch das Instrument.

### 30. Die Bestimmung der mechanischen Leistung und des Wirkungsgrades.

Die zur Berechnung des Wirkungsgrades erforderliche Bestimmung der Nutzleistung eines Motors erfolgt entweder mittels des Bremszaumes oder einer ähnlichen mechanischen Vorrichtung oder dadurch, daß man ihn mit einem Stromerzeuger kuppelt. Mißt man die von letzterem abgegebene elektrische Leistung und berücksichtigt seinen Wirkungsgrad, so erhält man daraus die Nutzleistung des Motors. Erfolgt die Kuppelung durch einen Riemen, so muß festgestellt werden, ob eine merkliche Riemenschlüpfung vorhanden ist. Ist dies der Fall, so erhält man aus Gleichung 2) ihren Wert

$$s = \frac{a_1 - a_2}{a_1},$$

wenn man für  $a_1$  die Umfangsgeschwindigkeit der Riemenscheibe des Motors und für  $a_2$  die des Stromerzeugers einsetzt. Aus Gleichung 11)

$$V = \frac{s}{1 - s} P_2$$

erhält man dann den Verlust durch Riemenschlüpfung  $V$ , wenn  $P_2$  die vom Stromerzeuger verbrauchte mechanische Leistung bedeutet.

Sind Motor und Stromerzeuger direkt gekuppelt, so ist natürlich keine derartige Schlüpfung vorhanden.

Wie mit Hilfe des Kreisdiagrammes aus den elektrischen Messungen bei Leerlauf und Kurzschluss die Nutzleistung eines Motors ermittelt wird, wurde bereits in Kap. 20 gezeigt. Kann die Kurzschlussmessung bei normaler Klemmenspannung nicht ausgeführt werden, weil die Stromquelle nicht ausreicht, so muss man die bei mehreren kleineren Spannungen gemessenen Werte in Kurven aufzeichnen und diese sinngemäß bis zur normalen Spannung verlängern. Natürlich erhält man auf diese Weise nur Näherungswerte. (Vgl. darüber auch Kap. 34.)

Richtigere Werte zur Konstruktion des Diagrammes erhält man, wenn man statt des Kurzschlusses bei niedrigerer Spannung einen möglichst hohen Belastungspunkt, etwa den Punkt  $A$  (Fig. 71), bei normaler Spannung aufnimmt. Aus diesem und dem Leerlaufspunkte ergibt sich dann ohne weiteres der Halbkreis. Der Drehmomentkreis ergibt sich ebenso wie beim Kurzschlusspunkte, indem man für diesen Belastungspunkt  $m w_1 J_1^2$  ausrechnet und gleich  $AH$  aufträgt. Durch den Schnittpunkt der Parallelen  $HG$  mit  $AP$  findet man dann den Punkt  $G$  als einen Punkt des Drehmomentkreises. Den Leistungskreis findet man in gleicher Weise, indem man den Kupferverlust  $V$  des Läufers nach einer der im folgenden Kapitel angegebenen Methoden bestimmt. Daraus ergibt sich die entsprechende Wattkomponente des Läuferstromes. Diese hat man gleich  $GP$  (Fig. 73) aufzutragen und die Parallele  $PN$  zu ziehen. Der Schnittpunkt  $N$  mit  $AT$  ist ein Punkt des Leistungskreises.

Endlich kann Leistung und Wirkungsgrad bei irgend einer Belastung dadurch ermittelt werden, daß die Verluste einzeln bestimmt werden. Ist bei einer gewissen Belastung der Wattverbrauch  $Q$  gemessen worden, so ist die Nutzleistung nach Kap. 12:

$$P_n = Q - R - G - H - V,$$

wobei  $R$  die Reibungsverluste,  $G$  die Eisenverluste,  $H$  den Kupferverlust im Ständer und  $V$  den im Läufer bedeutet. Die beiden ersteren  $R + G$  faßt man zusammen als Leerlaufverluste, und sie sind nahezu gleich dem Wattverbrauche des Motors bei Leerlauf. Die experimentelle Bestimmung dieser einzelnen Verluste wird in den folgenden Kapiteln, ihre Berechnung in den Kapiteln 41 bis 43 behandelt.

### 31. Die Leerlaufverluste.

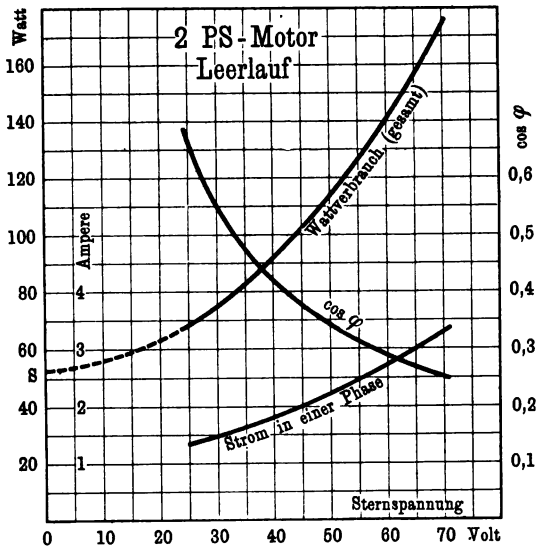
Der Wattverbrauch bei Leerlauf setzt sich zusammen aus dem Aufwande für Luft-, Lager- und eventuell Bürstreibung  $R$ , dem Eisenverluste  $G$  im Ständer und im Läufer, dem Kupferverluste  $H$  im Ständer und dem Kupferverluste  $V$  im Läufer. Als Leerlaufverluste bezeichnet man in der Regel nur die Reibungs- und Eisenverluste, also  $R + G$ , weil diese für alle Belastungen des Motors innerhalb der Betriebsgrenzen nahezu konstant sind. Der gesamte Kupferverlust  $H + V$  bei Leerlauf ist aber in dem Kupferverluste bei irgend einer Belastung enthalten. Würde man ihn also bei den Leerlaufverlusten berücksichtigen, so müßte man ihn dort abziehen. Im übrigen ist er so klein, daß er meist nicht berücksichtigt zu werden braucht.

Für die Berechnung von Motoren ist es von Wichtigkeit, die Reibungsverluste  $R$  und die Eisenverluste  $G$  getrennt zu kennen, weil sie von verschiedenen Umständen abhängen. So sind z. B. bei einem sechspoligen und bei einem achtpoligen Motor von gleicher Eisenmasse und gleicher Magnetisierung die Eisenverluste dieselben, während die Reibungsverluste bei ersterem wegen der höheren Umlaufzahl größer sind als bei letzterem.

Die älteste Methode zur Trennung der Reibungs- und Eisenverluste besteht darin, daß der Wattverbrauch des leerlaufenden Motors bei abnehmender Klemmenspannung aufgenommen wird, und zwar bis herab zu der Spannung, wo der Wattverbrauch am kleinsten ist, ohne daß der Motor außer Tritt fällt. Die Periodenzahl muß dabei konstant sein. Man erhält so die Wattkurve in Fig. 97. Die Abnahme des Wattverbrauches erfolgt wegen der Abnahme der Eisenverluste mit abnehmender Magnetisierung, während die Reibungsverluste nahezu konstant sind, weil die Umlaufzahl nahezu konstant bleibt. Verlängert man die Wattkurve bis zur Spannung Null (in Fig. 97 die gestrichelte Linie), so soll das Stück  $OS$  die Reibungsverluste darstellen, weil es eben bei der Spannung Null keine Magnetisierung und daher auch keine Eisenverluste geben würde. Es hat sich aber gezeigt, daß die wirklichen Reibungsverluste erheblich größer sind als die auf diese Weise ermittelten. Der Grund liegt darin, daß in Wirklichkeit die Reibungsverluste nicht konstant sind,

sondern mit abnehmender Spannung abnehmen, insbesondere wenn diese bereits unter einen gewissen Wert gesunken ist. Der Schnittpunkt *S* hängt aber gerade von dem unteren Teile der Wattkurve ab, da er durch Verlängerung dieses unteren Teiles gewonnen wurde. Für die Abnahme der Reibungsverluste mit der Spannung giebt es mehrere Ursachen: erstens nimmt die Umlaufzahl unterhalb einer gewissen Spannung bereits erheblich ab, weil dann die Zugkraft des Motors schon so gering ist, daß die Reibung eine verhältnismäßig große Belastung darstellt und

Fig. 97.

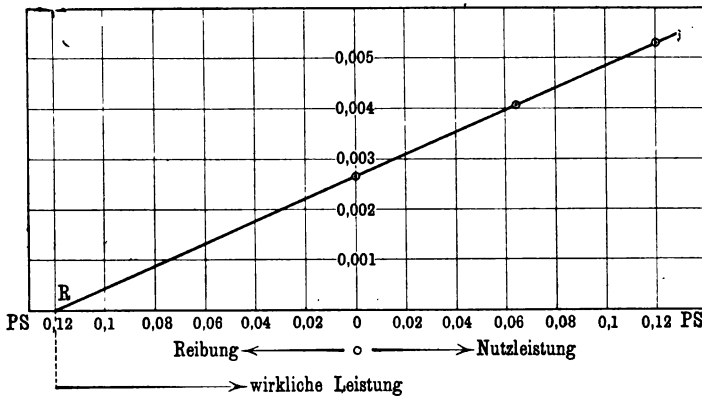


infolgedessen die Schlüpfung beträchtlich wird, zweitens sind infolge der verminderten magnetischen Kräfte die Verhältnisse in den Lagern andere, und drittens verschwinden aus dem gleichen Grunde die infolge der periodischen Magnetisierung auftretenden Vibrationen, die zwar keine Reibungsverluste im engeren Sinne vorstellen, wohl aber solche im weiteren Sinne, die sich ebenfalls in Wärme umsetzen und einen Wattverbrauch verursachen.

Eine genaue Bestimmung der Reibungsverluste unter normalen Betriebsverhältnissen ermöglicht folgende Methode des

Verfassers<sup>1)</sup>. Nach Kap. 12 (Gleichung 41 und 42) ist bei sehr kleiner Belastung eines asynchronen Motors sowohl die wirkliche Leistung  $P_2$  als auch das Drehmoment  $D$  proportional der Schlüpfung. Obwohl in diesen Gleichungen nur das von den induzierten Strömen und nicht auch das vom remanenten Magnetismus herrührende Drehmoment berücksichtigt ist, so besteht die Proportionalität doch, weil nach Kap. 11 bei kleiner Belastung auch das letztere der Schlüpfung proportional ist. Man ersieht auch aus Fig. 20 a, daß die Schlüpfung im Anfange eine gerade Linie bildet. Die Lage dieser Geraden kann man dadurch bestimmen, daß man die Schlüpfung bei Leerlauf und bei einer

Fig. 98.



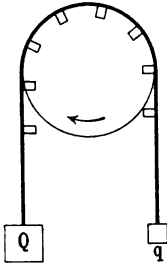
oder zwei sehr kleinen Nutzleistungen (0,064 PS, 0,12 PS in Fig. 98) misst, in ein Koordinatensystem einträgt und durch eine Gerade verbindet. Verlängert man diese Gerade bis zum Schnittpunkte mit der Abszissenachse im Punkte  $R$ , so ist dies jener Punkt, wo die Schlüpfung, also auch die wirkliche Leistung des Motors, Null ist. Da beim Leerlaufe die wirkliche Leistung aus der Reibung besteht, so ist der Abschnitt links vom Nullpunkte gleich den Reibungsverlusten, und zwar in demselben Maßstabe, in welchem die Nutzleistung aufgetragen wurde. Wie man sieht, betragen die Reibungsverluste in diesem Beispiele, das

<sup>1)</sup> Benischke, Elektr. Zeitschr. 1901, S. 698. Vgl. auch Peukert, Ebend. 1903, S. 662.



zu demselben 2 PS-Motor gehört wie die Fig. 20, 0,12 PS oder 88 Watt. Die Messung der Nutzleistung sowie der Schlüpfung bei diesem Punkte und bei Leerlauf muß natürlich genau erfolgen. Zur Schlüpfungsmessung muß eine der in Kap. 33 beschriebenen direkten Methoden verwendet werden. Die Bestimmung der Nutzleistung muß mit Hilfe eines sehr leicht gebauten Bremszuges oder mit einem über die Riemenscheibe gelegten glatten Riemen oder einer Schnur auf einer gerillten Scheibe geschehen. Damit der Riemen nicht abrutscht, muß er nötigenfalls mit Abweisern aus aufgenähten Blechstreifen (Fig. 99) versehen werden. Ist zur Herstellung des Gleichgewichtes auf der einen Seite das Gewicht  $q$ , auf der anderen das Gewicht  $Q$  erforderlich, so ist die Nutzleistung

Fig. 99.



gewichtetes auf der einen Seite das Gewicht  $q$ , auf der anderen das Gewicht  $Q$  erforderlich, so ist die Nutzleistung

$$P_n = \frac{2\pi u_2 r (Q - q)}{75} \text{ Pferdestärken,}$$

wenn  $r$  den Radius der Scheibe und  $u_2$  die Umlaufzahl des Läufers (pro Sekunde) bedeutet. Die letztere ergibt sich aus dem gleichzeitig gemessenen Gangunterschiede der Schlüpfung und der Periodenzahl des Stromes.

Besonders eignen sich zu diesen Messungen die Wirbelstrombremsen wegen ihrer sicheren Einstellung.

Bei länger dauernden Versuchen ist wohl zu beachten, daß sich der auf die Lagerreibung entfallende Anteil mit der Zeit sehr ändert, und zwar sowohl nach kurzem wie nach jahrelangem Betriebe. Insbesondere zeigen sich Änderungen nach kurzer Zeit infolge Erwärmung des Öles, Ausdehnung des Lagers u. s. w., so daß ein stationärer Zustand bei größeren Motoren oft erst nach 10 stündigem Betriebe erreicht wird.

Die Reibungsverluste <sup>1)</sup> eines Motors kann man ungefähr

<sup>1)</sup> Die sogenannte Auslaufsmethode, die darauf beruht, daß man den Motor vom Netze abschaltet und auslaufen läßt, bis seine lebendige Kraft durch die Reibung aufgezehrt ist, giebt unrichtige Ergebnisse, weil dabei die Magnetisierung fehlt. Würde man aber den Motor an das Netz anschließen, so würde die lebendige Kraft nicht nur durch Reibung, sondern auch durch Wirbelströme aufgezehrt werden, also ebenfalls ein falsches Ergebnis liefern.

auch dadurch bestimmen, daß man ihn mit Hilfe eines kleineren Hilfsmotors so antreibt, daß er die normale Umlaufszahl macht. Dabei muß der zu untersuchende Motor unter normaler Spannung stehen, damit die magnetischen Verhältnisse dieselben sind wie im Betriebe. Um aber sein eigenes Drehmoment zu beiseitigen, muß der Läuferstromkreis geöffnet sein, so daß die Methode nur bei Schleifringmotoren anwendbar ist. Mißt man den Wattverbrauch des Hilfsmotors mit und ohne den zu untersuchenden Motor, so ist die Differenz gleich den Reibungsverlusten. Natürlich muß die Kupplung mit dem Hilfsmotor eine derartige sein, daß man sicher ist, daß nicht auch daraus Verluste entstehen.

Zieht man von dem Wattverbrauche bei Leerlauf den Reibungsverlust und den primären Kupferverlust ab, so erhält man die Eisenverluste (des Ständers und Läufers). Bei dem schon erwähnten 2 PS-Motor betrug der Wattverbrauch 160, der primäre Kupferverlust 5 Watt und der (auf voriger Seite ermittelte) Reibungsverlust 88 Watt. Demnach sind die Eisenverluste  $160 - 5 - 88 = 67$  Watt.

Bei Schleifringmotoren kann eine ungefähre Messung der Eisenverluste dadurch geschehen, daß man bei normalem Leerlauf den Läuferstrom plötzlich unterbricht. Dadurch wird dem Motor das Drehmoment genommen, so daß er sich jetzt nur mehr infolge seiner lebendigen Kraft weiter dreht. Der Wattverbrauch, der sofort nach dieser Unterbrechung gemessen wird, besteht also nur aus den Eisenverlusten und dem Kupferverluste im Ständer. Der letztere kann durch Berechnung aus Widerstand und Stromstärke berücksichtigt werden. Es ergeben sich auf diese Weise für denselben Motor 62 Watt.

Da der Läufer bei Leerlauf nahezu synchron mit dem Felde und selbst bei normaler Belastung mit höchstens 0,08 Schlüpfung rotiert, so ist die Periodenzahl des Stromes und der Magnetisierung im Läufer sehr gering. Da der Hysteresisverlust von der ersten und der Wirbelstromverlust von der zweiten Potenz der Periodenzahl abhängt, so sind die Eisenverluste im Läufer verschwindend klein. Die bei Leerlauf gemessenen Eisenverluste bestehen demnach nur aus den Eisenverlusten im Ständer. Mißt man den Wattverbrauch desselben Motors bei Stillstand und geöffneter Läuferwicklung, so ist die Periodenzahl der

Magnetisierung im Läufer dieselbe wie im Ständer. Man müßte also erwarten, daß dieser Wert erheblich größer ist als der Eisenverlust bei Leerlauf. Es zeigt sich aber, daß er in der Regel von gleicher Größenanordnung (bei obigem Motor 72 Watt) und manchmal noch kleiner ist als dieser. Der Grund liegt darin, daß bei der Drehung des Läufers in den Zahnkronen Variationen der Feldstärke von sehr hoher Periodenzahl stattfinden<sup>1)</sup>. Liegt eine Zahnkante des Ständers einer Zahnfläche des Läufers gegenüber, so ist die Feldstärke am größten, liegen sich zwei Zahnflächen gegenüber, am kleinsten. Hat ein Ständer z. B. 48 Zähne, so geht bei einer Umdrehung jeder Läuferzahn an 48 Zähnen vorüber, erfährt also zweimal 48 Variationen zwischen einem Maximum und einem Minimum der Feldstärke. Das giebt bei 25 Umdrehungen in der Sekunde  $2 \cdot 48 \cdot 25 = 2400$  Wechsel oder 1200 Perioden der Magnetisierung zwischen einem Maximum und einem Minimum. Hat der Läufer 60 Zähne, so ergeben sich in gleicher Weise für die Ständerzähne  $2 \cdot 60 \cdot 25 = 3000$  Wechsel oder 1500 Perioden. Daraus folgt, daß die Eisenverluste in den Zahnkronen beträchtlich sein müssen, wenn auch die so hohen Periodenzahlen ausgesetzten Eisenmengen nur klein sind.

### 32. Die Bestimmung der Kupferverluste.

Um bei irgend einer Belastung den Kupferverlust im Ständer —  $m w_1 J_1^2$  — zu erhalten, muß der Widerstand  $w_1$  einer Phase der Ständerwicklung und der Ständerstrom gemessen werden.

Auf gleiche Weise kann der Kupferverlust im Läufer  $V = m w_2 J_2^2$  bestimmt werden, wenn er Phasenwicklung besitzt. Obgleich durch Einschaltung eines Amperemeters im Läuferstromkreise sein Widerstand vergrößert wird, ändert sich an der Stromstärke wenig. Zwar wird die Schlüpfung vergrößert, damit aber auch die sekundäre E. M. K., so daß die sekundäre Stromstärke nahezu dieselbe bleibt. Natürlich muß für  $w_2$  der Widerstand einer Phase ohne das Amperemeter eingesetzt werden. Bei kleinen Belastungen, wo die Periodenzahl des Läuferstromes sehr klein ist, scheidet die Messung des Läuferstromes meist

<sup>1)</sup> Görge, Elektr. Zeitschr. 1901, S. 227.

daran, daß das Amperemeter, wenn es nicht sehr träge ist (wie z. B. Hitzdrahtamperemeter), die Änderung des Stromes mitmacht, also keinen effektiven Wert anzeigt. Bei größeren Belastungen kann man den Läuferstrom nach der Formel

$$J_2 = \frac{J_1 N_2}{N_1}$$

berechnen, weil bei solchen die primären und sekundären Amperewindungen nahezu gleich sind<sup>1)</sup>. So ergibt sich z. B. für den in Kap. 35 angegebenen Motor, dessen Kurven in Fig. 20 dargestellt sind, bei 2 PS folgender Wert:

$$J_2 = \frac{10 \cdot 104}{50} = 20,8.$$

Daraus ergibt sich auch der Maßstab für den Vektor  $SA$  des sekundären Stromes im Kreisdiagramme (Fig. 69 und 76), so daß man in der Lage ist, daraus  $J_2$  für jeden beliebigen Belastungspunkt zu entnehmen. Wo diese Arten der Bestimmung nicht möglich sind, also insbesondere bei Kurzschlußläufern, muß der Kupferverlust  $V$  im Läufer direkt entweder aus Gleichung 10)

$$V = s P_1$$

oder aus Gleichung 11)

$$V = \frac{s}{1-s} P_2$$

ermittelt werden.  $P_1$  ist die vom Ständer auf den Läufer übertragene Arbeit, also der Wattverbrauch des Motors abzüglich der Eisenverluste und des primären Kupferverlustes,  $P_2$  ist die wirkliche Leistung des Motors (einschließlich der Reibung). Die erste Gleichung wird man benutzen, wenn man den sekundären Kupferverlust bei einem gewissen Wattverbrauche, die zweite, wenn man sie bei einer gewissen Leistung ermitteln will.

So entnehmen wir z. B. aus Fig. 20 a eine wirkliche Leistung von 2,12 PS bei einer Nutzleistung von 2 PS. Die Schlüpfung, die bei dieser Belastung gemessen wurde, entnehmen wir aus derselben Figur gleich 0,059. Demnach ist der sekundäre Kupferverlust nach der letzten Formel:

$$V = \frac{0,059}{0,941} 2,12 \text{ PS} = 0,133 \text{ PS} = 98 \text{ Watt.}$$

<sup>1)</sup> „Grundgesetze“, S. 48, Gleichung 58).

Will man nach der vorletzten Formel von der übertragenen Leistung  $P_1$  ausgehen, so erhält man diese auf folgende Weise. Der gemessene Wattverbrauch bei 2 PS Nutzleistung ist nach Fig. 20 a 1800, die Eisenverluste nach S. 125 gleich 67 und der primäre Kupferverlust bei 10 Amp. Stromstärke gleich

$$3.0,186 \cdot 10^2 = 56,$$

also

$$P_1 = 1800 - 67 - 56 = 1677 \text{ Watt.}$$

Dann ist

$$V = 0,059 \cdot 167 = 99 \text{ Watt.}$$

Man kommt also auf beiden Wegen zu demselben Werte.

Daraus kann man nun auch den sekundären Strom berechnen, wenn man den Widerstand der Läuferwicklung (eventuell samt Bürsten und Zuleitungen) kennt. Denn es ist

$$J_2 = \sqrt{\frac{V}{3 w_2}} = \sqrt{\frac{99}{3 \cdot 0,08}} = 20,7 \text{ Amp.}$$

Damit stimmt also der auf voriger Seite aus der Gleichsetzung der primären und sekundären Amperewindungen berechnete Wert sehr gut überein.

Wird der sekundäre Kupferverlust bloß zur Bestimmung des Wirkungsgrades gebraucht, so kann man in den obigen Formeln statt  $P_2$  die Nutzleistung  $P_n$ , und statt  $P_1$  den gesamten Wattverbrauch einsetzen. Der daraus entstehende Fehler hat auf den Wirkungsgrad nur wenig Einfluss.

### 33. Die Messung der Schlüpfung.

Nach dem vorstehenden ist eine genaue Messung der Schlüpfung von Wichtigkeit. Nach Kap. 6 ist sie definiert durch

$$s = \frac{u_1 - u_2}{u_1},$$

wenn  $u_1$  die Umlaufzahl des Drehfeldes oder die synchrone Umlaufzahl des Läufers und  $u_2$  die wirkliche Umlaufzahl des Läufers bedeutet.  $u_1$  erhält man, indem man die Periodenzahl des dem Motor zugeführten Stromes durch die Anzahl der Polpaare dividiert. Diese Periodenzahl wird bestimmt aus der Umlaufzahl des Stromerzeugers oder eines an dasselbe Netz an-

geschlossenen Synchronmotors. Ist das nicht möglich, so muß sie mittels eines Frequenzmessers<sup>1)</sup> gemessen werden. Näherungsweise kann sie gleich der Umlaufszahl des Läufers bei Leerlauf gesetzt werden, wenn die Reibung nicht zu groß ist. Die Umlaufszahl  $n_2$  des Läufers wird gewöhnlich mittels Umlaufzählers gemessen. Für die Bestimmung der Leistung durch Bremsung reicht diese Genauigkeit in der Regel aus. Für die Bestimmung der Schlüpfung bei Motoren von höherer Umlaufszahl (über 600) ist sie nicht ausreichend, weil ein Fehler in der Umlaufszahl einen vielfach größeren prozentualen Einfluß auf die Schlüpfung hat. Ein Beispiel wird dies zeigen. Die synchrone Umlaufszahl eines vierpoligen Motors bei 50 Perioden ist (in einer Minute) 1500. Bei einer gewissen Belastung sei eine Umlaufszahl von 1475 gezählt worden. Daraus ergibt sich eine Schlüpfung

$$s = \frac{1500 - 1475}{1500} = \frac{25}{1500} = 0,0167.$$

Ist aber die wirkliche Umlaufszahl nicht 1475, sondern 1481, also ein Fehler von nur 0,4 Proz. bei der Umlaufszählung gemacht worden, so ist die richtige Schlüpfung

$$s = \frac{1500 - 1481}{1500} = \frac{19}{1500} = 0,0127.$$

Demnach beträgt der Fehler in der Schlüpfung etwa 25 Proz., obwohl er in der Umlaufszahl nur 0,4 Proz. ausmacht. Man muß daher trachten, die im Zähler stehende Differenz direkt zu messen, statt Minuend und Subtrahend jeden für sich. Die erste Methode, die dies ermöglicht, wurde vom Verfasser<sup>2)</sup> angegeben und besteht in folgendem.

Eine Scheibe mit schwarzen und weißen Segmenten wird auf ein Wellenende oder auf eine Stirnfläche des Läufers aufgesetzt und mit einem Bogenlichte beleuchtet, das an denselben Strom angeschlossen ist wie der Motor. Rotiert der Läufer synchron mit dem Felde, so sieht man die Segmente scheinbar stillstehen. Bleibt aber der Läufer zurück, so drehen sich die Segmente nach der bekannten stroboskopischen Erscheinung im

<sup>1)</sup> Benischke, Elektr. Zeitschr. 1899, S. 142. Kempf-Hartmann, ebend. 1901, S. 9.

<sup>2)</sup> Elektr. Zeitschr. 1899, S. 142.

entgegengesetzten Sinne wie der Läufer. Würde der Motor mittels einer besonderen Vorrichtung rascher gedreht werden als dem Synchronismus entspricht, so würden sich die Segmente im Sinne des Läufers drehen. Hat sich das stroboskopische Bild in einer Minute einmal gedreht, so ist der Läufer um eine Umdrehung hinter dem Synchronismus zurückgeblieben. Die Differenz  $u_1 - u_2$  beträgt also 1. Man hat demnach weiter nichts zu tun, als die Drehungen des stroboskopischen Bildes während einer Zeiteinheit zu zählen. Da man sich bei der Beobachtung einer ganzen Umdrehung leicht irren kann, so zählt man am besten die Vorübergänge der Segmente an einem festen Punkte des Raumes. Hat die Scheibe z. B. vier schwarze Segmente, so sind vier solche Vorübergänge gleich einem Gangunterschiede. Am genauesten ist es, wenn man mit einer Stopuhr die Zeit mißt, die zu einer gewissen Zahl von Gangunterschieden erforderlich ist. Bei großen Schlüpfungen (über 0,06) ist die Zählung bei vier Segmenten schwierig, weil die Vorübergänge schon zu rasch erfolgen. Man nimmt dann am besten eine Scheibe mit nur einem oder zwei Segmenten. Manchmal ist es nicht möglich, gleichzeitig mit dem Motor ein Bogenlicht zu brennen, ohne eine Ungleichheit in den Spannungen des Drehstromnetzes hervorzurufen. Dann kann man auch eine Glühlampe zur Beleuchtung der Scheibe benutzen, muß aber den Raum abdunkeln, weil die den Polwechseln entsprechenden Helligkeitsunterschiede bei einer Glühlampe gering sind.

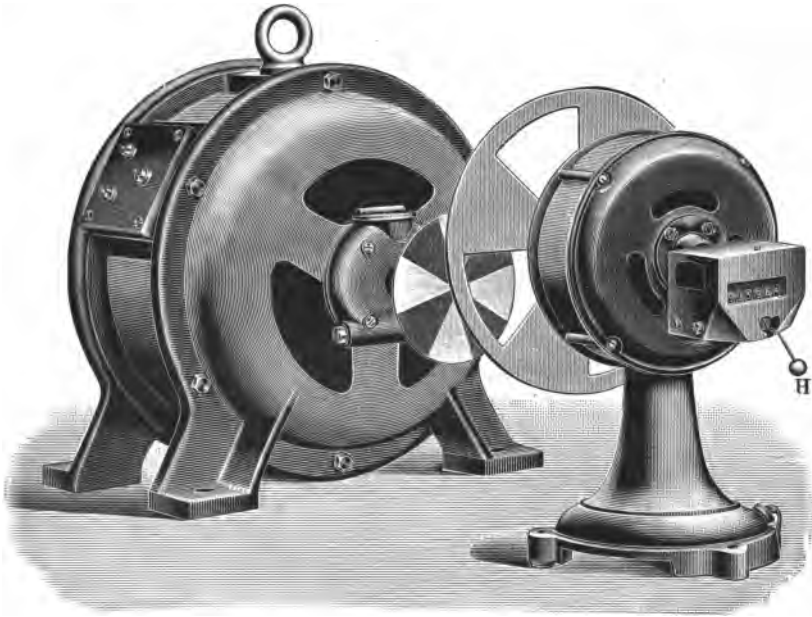
Auf demselben Prinzip beruht der Schlüpfungsmesser <sup>1)</sup> des Verfassers. Er besteht aus einem kleinen Drehstrom-Synchronmotor, der von selbst anläuft und rasch in Tritt kommt. An dem einen Ende seiner Welle hat er eine Scheibe mit durchbrochenen Segmenten (Fig. 100), am anderen Ende ein Zählwerk. Dieses wird durch eine auf der Achse des Synchronmotors sitzende, in ein Zahnrad eingreifende Schnecke angetrieben und kann durch den Hebel *H* ein- und ausgerückt werden. Auf den zu untersuchenden Motor wird eine stroboskopische Scheibe, bestehend aus weißen und schwarzen Segmenten, aufgesetzt (am besten mit Wachs am Wellenende angeklebt). Betrachtet man diese durch die auf dem Synchronmotor sitzende durchbrochene

---

<sup>1)</sup> Elektr. Zeitschr. 1904, S. 392. D. R.-P. Nr. 155 864.

Scheibe, so scheinen sich die Segmente zu drehen. Ihre Vorübergänge an einem Punkte im Raume kann man leicht zählen und erhält so die Differenz  $u_1 - u_2$ . Gleichzeitig erhält man aus der am Zählwerke abgelesenen Umlaufszahl die Umlaufszahl  $u_1$  des Drehfeldes. Haben der Zählmotor und der zu untersuchende Motor gleiche Polzahl, so ist die abgelesene Zahl ohne weiteres gleich  $u_1$ . Andernfalls muß man sie im Verhältnis der Polzahlen

Fig. 100.



umrechnen. Die Segmentzahl der Scheiben muß so gewählt werden, daß das Produkt aus Polzahl und Segmentzahl bei beiden Motoren dasselbe ist. Durch einfache Division erhält man nun die Schlüpfung. Eine Zeitmessung ist bei Anwendung dieses Apparates überhaupt nicht mehr notwendig; es müssen nur die für  $u_1 - u_2$  und  $u_1$  gezählten Werte für denselben Zeitraum gelten, indem man bei Beginn der stroboskopischen Zählung das Zählwerk einrückt und nach einer gewissen Anzahl von schein-



baren Vorübergängen der Segmente wieder ausrückt. Hat die stroboskopische Scheibe des zu untersuchenden Motors  $\nu$  Segmente, so muß man die gezählten Vorübergänge der Segmente durch  $\nu$  dividieren, um die geschlüpften Umdrehungen  $u_1 - u_2$  zu erhalten. Oder man verwendet Scheiben mit bloß einem Segmente, so daß man durch Zählung der Vorübergänge direkt die geschlüpften Umdrehungen erhält. Das empfiehlt sich besonders bei höheren Schlüpfungen, wo die einzelnen Segmente sehr rasch vorübergehen. Mit einer solchen einsegmentigen Scheibe kann man weit höhere Schlüpfungen zählen als mit jeder anderen Methode. Bei sehr kleinen Schlüpfungen (z. B. beim Leerlauf von Motoren) empfiehlt es sich, auf den zu untersuchenden Motor eine Scheibe aufzusetzen, deren Segmentzahl ein Vielfaches der Polzahl ist, damit die Vorübergänge rascher erfolgen und um so genauer gezählt werden können.

Schaltet man ein gedämpftes Amperemeter mit geringer Trägheit in eine Leitung eines Schleifringläufers ein (zwischen einem Schleifringe und dem Anlasser), so zeigt es die Periodenzahl des Läuferstromes durch seine Schwankungen an. Ist es ein Drehspuleninstrument für Gleichstrom, so verursacht eine positive Richtung des Läuferstromes einen Ausschlag nach rechts, eine negative einen Ausschlag nach links. Zählt man also die Ausschläge nach einer Richtung, so erhält man die Periodenzahl  $n'$  des Läuferstromes. Die Schlüpfung ist dann nach Gleichung 5)  $s = \frac{n'}{n}$ , wenn  $n$  die Periodenzahl des dem Motor zugeführten Stromes bedeutet. Verwendet man ein dynamometrisches Instrument, so erfolgen alle Ausschläge nach derselben Seite. Man muß also die gezählten Ausschläge durch 2 dividieren, um die Periodenzahl des Läuferstromes zu erhalten. Das gleiche Verhalten zeigen Voltmeter oder Amperemeter für kleine Stromstärken oder Telephone, die an zwei Schleifringe angelegt werden. Im Telephon hört man jeden Polwechsel des Läuferstromes, so daß man ihre Zahl durch 2 dividieren muß, um die Periodenzahl des Läuferstromes zu erhalten. Das Telephon kann man auch bei Kurzschlußläufern anwenden, wenn man es an eine Spule mit vielen Windungen anschließt, die vor eine Stirnseite des Läufers gehalten wird. Das erklärt sich daraus, daß die aus der Stirnseite austretenden, streuenden Kraftlinien auf diese

Spule treffen und hier Ströme von gleicher Periodenzahl induzieren, wie der Läuferstrom.

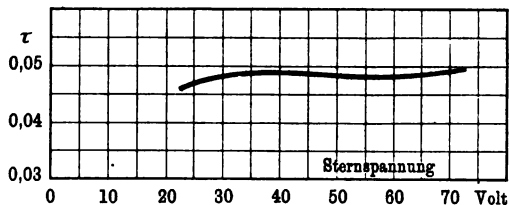
### 34. Die Messung der magnetischen Streuung.

Nach Kap. 18, Gleichung 76) ist die magnetische Streuung  $\tau$  eines asynchronen Motors definiert durch das Verhältnis der Strecken  $SO:ST$ . Hat man also den Halbkreis des Diagrammes aus der Kurzschluss- und Leerlaufmessung oder aus der Messung des Strom- und Wattverbrauches bei zwei verschiedenen Belastungen konstruiert, so ergibt sich durch Ausmessung dieser Strecken der Wert von  $\tau$ . Eine direkte Methode zur Messung dieses Streufaktors gibt es nicht; das kommt daher, weil der Streufaktor nicht durch das Verhältnis zweier wirklich vorhandener Felder bestimmt wird; denn nach Gleichung 67) ist:

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2.$$

Nach Kap. 16 ist aber  $\tau_1$  durch das Verhältnis des primären Streufeldes zum primären fiktiven Felde definiert, und analog  $\tau_2$  für den Läufer. Auch die daraus folgende andere Definition,

Fig. 101.



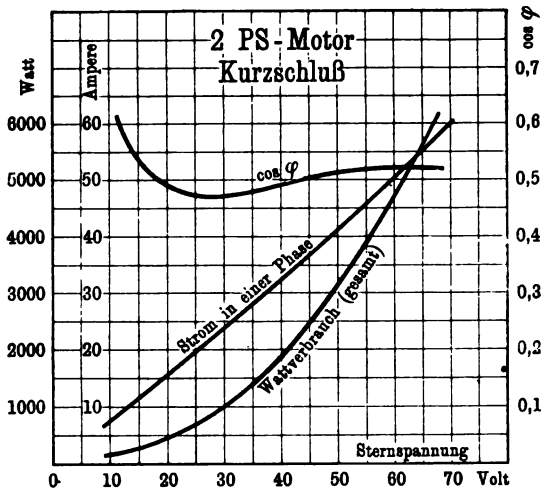
wonach  $\tau_1$  bzw.  $\tau_2$  das Verhältnis des magnetischen Widerstandes des Streufeldes zu dem des gemeinsamen Feldes ist, läßt keine direkte experimentelle Bestimmung zu.

Bei großen Motoren ist es nun fast niemals möglich, den Kurzschlussversuch bei voller Spannung zu machen, weil meist nicht der nötige Strom zur Verfügung steht. Es fragt sich daher, welchen Fehler man begeht, wenn man den Leerlauf- und Kurzschlussversuch bei niedrigerer Spannung macht, daraus das Diagramm konstruiert und den Streufaktor durch Ausmessung des obigen Verhältnisses bestimmt. Darüber giebt die Fig. 101

Aufschluß, welche die Abhängigkeit des Streufaktors von der Klemmenspannung darstellt. Erhalten wurde diese Kurve dadurch, daß aus den Leerlaufkurven (Fig. 97) und den Kurzschlußkurven (Fig. 102) das Kreisdiagramm bei verschiedenen Spannungen konstruiert wurde. Wie man sieht, ändert sich  $\tau$  zwischen 35 und 70 Volt nur wenig, unterhalb 35 Volt aber nimmt es rasch ab.

Wenn im Kap. 17 gesagt wurde, daß der Streufaktor von der Spannung unabhängig ist, weil er nur vom Verhältnisse der

Fig. 102.



magnetischen Widerstände abhängt, so gilt dies demnach nur näherungsweise. Der Grund liegt darin, daß für die gesamten magnetischen Widerstände nicht nur die des Luftspaltes und Nutenschlitzes in Betracht kommen, sondern auch die im Eisenkörper, insbesondere in den Zähnen. Im Eisen aber ändert sich die magnetische Durchlässigkeit mit der Feldstärke. Daher wird auch die Kurve in Fig. 101 bei verschiedenen Motortypen verschieden ausfallen. Immerhin aber kann man daraus schließen, daß zwischen halber und voller Betriebsspannung der Streufaktor so weit konstant ist, daß die Konstruktion des Dia-

grammes bei halber Betriebsspannung auch für die volle Betriebsspannung gilt. Zur Bestimmung des Maßstabes muß natürlich wenigstens der Strom- und Wattverbrauch bei Leerlauf oder bei irgend einer Belastung unter normaler Betriebsspannung bekannt sein.

## Die Berechnung der asynchronen Drehstrommotoren.

### 35. Die Berechnung der Feldstärken.

Nach einem Grundgesetze der Wechselstromtechnik besteht zwischen der E. M. K.  $E$ , der Windungszahl  $N$  einer Spule und dem Scheitelwerte der von ihr erzeugten Kraftlinienmenge  $\mathfrak{z}$  folgende Beziehung:

$$E = 4,44 n N \mathfrak{z} \cdot 10^{-8},$$

wenn  $E$  in Volt ausgedrückt wird. Dabei ist Voraussetzung, daß die zeitliche Änderung der Kraftlinienmenge nach dem Sinusgesetze  $\mathfrak{z} = \mathfrak{z} \sin \omega t$  erfolgt. Ist dies nicht der Fall, so tritt an Stelle des Faktors 4,44 ein anderer, der von der Wellenform der zugeführten Spannung abhängt. Diese Beziehung gilt, gleichgültig ob das Feld  $\mathfrak{z}$  von dem Strome in der betreffenden Spule selbst oder von anderen Strömen herrührt. Sie gilt daher bei einem Motor für die gesamten aus einer Polfläche (Fig. 103) austretenden Kraftlinien  $\mathfrak{z}_1$ , den Windungen  $N$  einer Spulengruppe einer Phase und der auf die Spulengruppe entfallenden E. M. K.  $E$ . Da auf jedes Polpaar eine Spulengruppe von jeder Phase entfällt (Fig. 12), so ist

$$N = \frac{N_1}{p} \dots \dots \dots 115)$$

wenn  $N_1$  die gesamte Windungszahl einer Phase und  $p$  die Anzahl der Polpaare bedeutet. Ferner ist

$$E = \frac{E_1}{p} \dots \dots \dots 116)$$

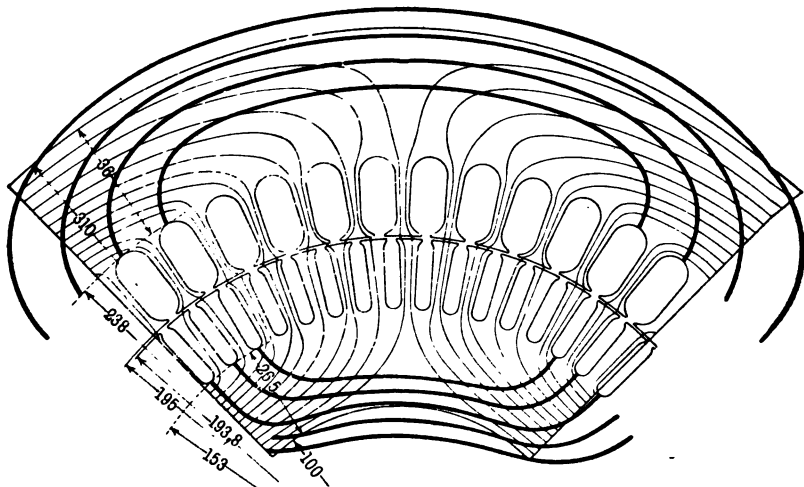
wenn  $E$  die E. M. K. einer Phase bedeutet. Setzt man diese Werte ein, so ist

$$E_1 = 4,44 n N_1 \mathfrak{B}_1 \cdot 10^{-6}.$$

Es gilt also dieselbe Gleichung, gleichgültig, ob man die E. M. K. und Windungszahl einer Spulengruppe oder der ganzen Phase einsetzt.

Da aber jede Spulengruppe aus mehreren Abteilungen (Spulen) entsprechend der Nutenzahl besteht (in Fig. 103 sind

Fig. 103.



es vier), so wird ein Teil der Kraftlinien von den innersten Abteilungen nicht umfasst. Daher gilt die letzte Gleichung für solche in getrennten Nuten liegende Wickelungen nicht genau, sondern man muss noch einen Faktor  $k$  zur Windungszahl hinzufügen, der dem Rechnung trägt. Die Ableitung dieses Faktors für verschiedene Nutenzahlen ist eine rein mathematische Aufgabe. Es genügt daher, auf ihre Lösung zu verweisen <sup>1)</sup> und das Resultat anzugeben. Dieses ist:

<sup>1)</sup> B. de La Tour: „Moteur asynchrone“, Kap. II. Paris 1902.

Anzahl der Nuten pro Phase und Pol	$k$ für Dreiphasen- Motoren	$k$ für Zweiphasen- Motoren
1	1,000	1,000
2	0,966	0,924
3	0,960	0,911
4	0,958	0,906
5	0,957	0,904
$\infty$	0,955	0,900

Es ist also 
$$\mathfrak{B}_1 = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot n \cdot k \cdot N_1} \dots \dots \dots 117)$$

Wir wollen hier und im folgenden alle Formeln gleich auf ein praktisches Beispiel eines Motors anwenden, mit den in Fig. 103 angegebenen Ausmaßen (sie sind dort wie üblich in mm angegeben, während sie in den folgenden Formeln in cm eingesetzt sind). Seine Wicklungszahlen sind folgende:

- Polpaare ( $p$ ) 2 (also 4 Pole),
- Phasen ( $m$ ) 3,
- Sternspannung ( $E_1$ ) 66,5 Volt,
- Periodenzahl des zugeführten Stromes ( $n$ ) 50,
- Breite des Motors, d. h. Breite des Eisenkörpers in der Achsenrichtung ( $b$ ) 8,2 cm,
- Nuten im Ganzen ( $x$ ) 48 im Ständer, 60 im Läufer,
- Nuten pro Phase u. Pol 4 " " 5 " "
- Drähte in einer Nut 13 " " 5 " "
- Drähte pro Phase und Pol oder Windungen pro Phase und Polpaar: 52 im Ständer, 25 im Läufer,
- Windungen pro Phase 104 (=  $N_1$ ) im Ständer, 50 (=  $N_2$ ) im Läufer.

Demnach ist

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{66,5 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,958 \cdot 104} = 301\,000.$$

Daraus erhält man die Feldstärke in dem Luftspalt zwischen Ständer und Läufer  $\mathfrak{B}_1$ , wenn man durch den Luftquerschnitt eines Poles dividiert. Er ergibt sich aus dem Produkte der wirksamen Breite  $b$  und der wirksamen Länge  $h$  einer Polfläche. Die letztere ist gleich dem Mittelwerte aus der wirksamen Länge eines Poles im Ständer und im Läufer:

$$h = \frac{h_1 + h_2}{2}.$$

Diese wirksamen Längen ergeben sich aus den geometrischen dadurch, daß man von den letzteren nicht die ganze Breite  $\vartheta$  der Nutenschlitze (Fig. 105) abzieht, sondern, weil die Kraftlinien von den Zahnkanten schräg ausstrahlen, die um den Luftspalt  $\delta$  verminderte Schlitzbreite, also  $\vartheta - \delta$ . Bedeutet  $2r$  den Durchmesser der inneren Mantelfläche des Ständers (bezw. der äußeren Mantelfläche des Läufers),  $x$  die Anzahl der Nuten des Ständers (bezw. des Läufers) und  $2p$  die Anzahl der Pole, so ist

$$h_1(h_2) = \frac{2\pi r - x(\vartheta - \delta)}{2p}.$$

Für Motoren mit geschlossenen Nuten oder mit Nutenschlitzen, die enger sind als der Luftspalt, fällt das zweite Glied natürlich weg und es ist

$$h_1(h_2) = \frac{2\pi r}{2p}.$$

Für unser Beispiel sind die Maße der Nutenschlitze:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 0,05 \text{ cm} & \alpha_2 &= 0,05 \text{ cm} \\ \vartheta_1 &= 0,3 \quad " & \vartheta_2 &= 0,3 \quad " \\ \delta &= 0,06 \text{ cm.} \end{aligned}$$

Mithin

$$h_1 = \frac{19,5\pi - 48(0,3 - 0,06)}{4} = 12,4 \text{ cm,}$$

$$h_2 = \frac{19,38\pi - 60(0,3 - 0,06)}{4} = 11,6 \text{ cm,}$$

$$h = \frac{12,4 + 11,6}{2} = 12 \text{ cm.}$$

Der wirksame Luftquerschnitt eines Poles ist also:

$$S_i = hb = 12 \cdot 8,2 = 98 \text{ cm}^2,$$

daher die Feldstärke im Luftspalt:

$$\mathfrak{B}_i = \frac{301\,000}{98} = 3070.$$

Diese Werte trägt man am besten in eine Tabelle ein, wie auf S. 147.

Dabei haben wir unberücksichtigt gelassen, daß nicht alle

von der Ständerwicklung erzeugten Kraftlinien durch den Luftspalt nach dem Läufer gehen, sondern dafs ein Teil abseits hauptsächlich zwischen den Zähnen des Ständers verläuft (primäre Streuung). Ihre Zahl ist aber nicht grofs, und da wir lieber etwas ungünstiger als zu günstig rechnen wollen, so lassen wir sie unberücksichtigt.

Die Feldstärke in den Zähnen  $\mathfrak{B}_z$  finden wir, wenn wir durch den Zahnquerschnitt eines Poles dividieren, und zwar nicht durch

Fig. 104.

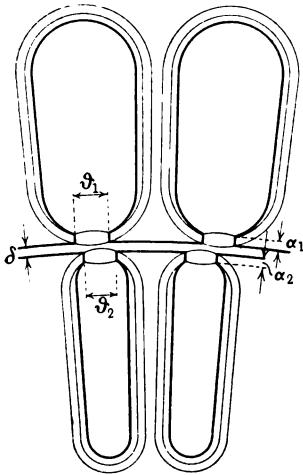
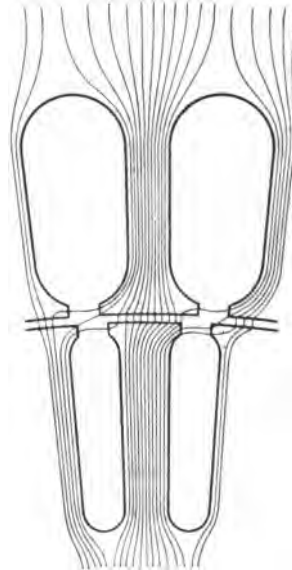


Fig. 105.



den geometrischen, sondern durch den wirklichen Eisenquerschnitt  $S_r$ . Es werden in der Regel für den Eisenkörper eines Motors Eisenbleche von 0,5 mm Dicke benutzt, die mit Papier von etwa 0,05 mm Dicke beklebt sind. Von der Breite des Eisenkörpers entfallen also ungefähr 10 Proz. auf unmagnetisches Material. Da ferner die Bleche nicht genau eben sind und jedes Blech auf jeder seiner beiden Flächen eine unmagnetische Zunderschicht hat, so rechnet man 12 Proz. von der geometrischen Breite ab, um die wirkliche Eisenbreite zu erhalten. Das giebt in unserem Beispiele 7,2 cm.



Der wirkliche Eisenquerschnitt in den Zähnen eines Ständerpoles und zwar in der Mitte der Zähne ist also <sup>1)</sup>

$$S_{z_1} = \frac{21,7 \cdot \pi - 1,05 \cdot 48}{4} 7,2 = 32 \text{ cm}^2,$$

und im Läufer

$$S_{z_2} = \frac{17,3 \cdot \pi - 0,5 \cdot 60}{4} 7,2 = 44 \text{ cm}^2.$$

Daher ist die Feldstärke in den Ständerzähnen

$$\mathfrak{B}_{z_1} = \frac{301\,000}{32} = 9400,$$

und in den Läuferzähnen

$$\mathfrak{B}_{z_2} = \frac{301\,000}{44} = 6850.$$

Bei der Berechnung der Feldstärke in dem hinter den Zähnen gelegenen Eisenkranze ist zu beachten, daß sich die Kraftlinien eines Poles zur Hälfte nach rechts und zur Hälfte nach links wenden (Fig. 103). Der Querschnitt des Ständerkranzes ist also doppelt einzusetzen:

$$S_{k_1} = 2 \cdot 3,6 \cdot 7,2 = 2 \cdot 26 \text{ cm}^2,$$

und des Läuferkranzes

$$S_{k_2} = 2 \cdot 2,65 \cdot 7,2 = 2 \cdot 19 \text{ cm}^2.$$

Daher ist die Feldstärke im Ständerkranze

$$\mathfrak{B}_{k_1} = \frac{301\,000}{2 \cdot 26} = 5800,$$

und im Läuferkranze

$$\mathfrak{B}_{k_2} = \frac{301\,000}{2 \cdot 19} = 7900.$$

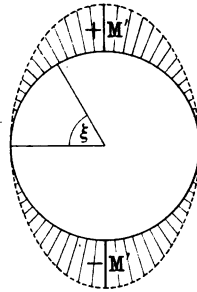
### 36. Die magnetomotorische Kraft eines Drehstrommotors mit übergreifender Wickelung.

Wir haben im vorhergehenden Kapitel gesehen, wie die gesamte Kraftlinienmenge, die aus einer Polfläche austritt, berechnet wird. Hervorgerufen wird sie durch die M. M. K. der zu einem Polpaare gehörenden Spulengruppen aller zwei oder drei

<sup>1)</sup> Die Nutenbreite im Ständer ist 1,05 cm, die im Läufer 0,5 cm.

Phasen, je nachdem, ob es sich um einen zweiphasigen oder dreiphasigen Motor handelt. Es wurde schon in Kap. 3 darauf hingewiesen, daß zur Erzielung eines möglichst gleichförmigen Gesamtfeldes die drei Einzelfelder eines dreiphasigen Motors so anzuordnen sind, daß sie teilweise übereinander greifen und daß zu diesem Zwecke auch die Spulen übereinander greifen müssen. Betrachtet man das magnetische Feld, das von einer einzelnen, aus mehreren ineinanderliegenden Spulen bestehenden Spulengruppe erzeugt wird, so ist klar, daß es in der Mitte am stärksten und an den Grenzen am schwächsten sein muß. Wir wollen im folgenden annehmen, daß der Verlauf der Feldstärke und daher auch der Verlauf der M. M. K. längs des Läuferumfanges sinusförmig sei, so wie es durch Fig. 104 für einen zweipoligen Motor dargestellt ist.

Fig. 106.



Dabei bedeutet  $M'$  den größten Wert, den die M. M. K. längs des Läuferumfanges in irgend einem Augenblicke hat. Demnach ist die M. M. K. an irgend einer Stelle des Umfangs, die vom Nullwerte um den Winkel  $\xi$  entfernt liegt:

$$f' = M' \sin \xi l,$$

wobei  $l$  das zum Winkel  $\xi$  gehörige Stück des Läuferumfanges bedeutet. Durch den Strich-Index bei  $f'$  und  $M'$  wird angedeutet, daß diese Beziehung nur für eine einzelne Phase gilt. Durch diese Gleichung ist die räumliche Verteilung der M. M. K. bestimmt, die lediglich von dem geometrischen Verhältnisse der Zähne und der Wicklung abhängt, gleichgültig, ob  $M'$  konstant ist oder nicht. Wird die M. M. K.  $M'$  von Wechselstrom erzeugt, dessen zeitlicher Verlauf sinusförmig ist, so ist

$$M' = \mathfrak{F}' \sin \omega t,$$

und daher

$$f'_I = \mathfrak{F}' \sin \omega t \sin \xi l.$$

Durch diese Gleichung wird die M. M. K. an einem beliebigen Punkte des Umfangs (Zentriwinkel  $\xi$ ) und einer beliebigen Zeit  $t$  bestimmt; dies gilt für eine Phase. Kommen nun dazu, wie es bei Dreiphasen-Motoren der Fall ist, eine zweite und eine

dritte Wickelung, die um ein Drittel des Umfanges, also um  $120^\circ$  räumlich aufeinander folgen, und deren Ströme um  $120^\circ$  zeitlich verschoben sind, so sind ihre M. M. Ke.:

$$\begin{aligned} f_{II} &= \mathfrak{F}' \sin(\omega t + 120) \sin(\xi l + 120), \\ f'_{III} &= \mathfrak{F}' \sin(\omega t + 240) \sin(\xi l + 240). \end{aligned}$$

Die gesamte aus der Wirkung der drei Phasen resultierende M. M. K. ist dann in jedem Augenblicke:

$$f = f'_I + f'_{II} + f'_{III}.$$

Führt man diese Addition aus, so erhält man schliesslich <sup>1)</sup>:

$$f = \frac{3}{2} \mathfrak{F}' \cos(\omega t - \xi l).$$

Der Scheitelwert der resultierenden M. M. K. ist also:

$$\mathfrak{F} = \frac{3}{2} \mathfrak{F}' \dots \dots \dots 118)$$

Nach einem Grundgesetze ist die M. M. K. einer Spule:

$$\mathfrak{F}' = 0,4 \pi J N,$$

also

$$\mathfrak{F} = \frac{3}{2} 0,4 \pi J N = 0,6 \pi J N \dots \dots \dots 119)$$

In unserem Falle, wo jede Spulengruppe aus mehreren Abteilungen besteht, die in verschiedenen Nuten liegen, haben wir, wie im vorigen Kapitel, bei der Berechnung der Kraftlinienmenge zur Windungszahl  $N$  noch den Wicklungsfaktor  $k$  hinzuzufügen. Ferner führen wir, um bei einheitlichen Bezeichnungen zu bleiben, statt der Windungszahl  $N$  einer Spulengruppe die Windungszahl  $N_1$  einer Phase (Gleichung 115) ein. Demnach ist:

$$\mathfrak{F} = \frac{0,6 \pi k J_1 N_1}{p} \dots \dots \dots 120)$$

wobei jetzt  $\mathfrak{F}$  die M. M. K. einer Spulengruppe (eines Polpaares) des Ständers bedeutet. Die analoge Formel gilt natürlich auch für den Läufer.

Ist  $w$  der magnetische Widerstand des Kraftlinienbündels eines Polpaares, so ist die primäre Komponente desselben  $OA$  (Fig. 64), also das primäre fiktive Feld für ein Polpaar

$$OA = \frac{0,6 \pi k J_1 N_1}{p w}.$$

<sup>1)</sup> Mit Benutzung der trigonometrischen Formel:

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2} \cos(x - y) - \frac{1}{2} \cos(x + y).$$

Ist  $w_1$  der magnetische Widerstand des gesamten primären Feldes, so ist seine Komponente

$$OG = \frac{0,6 \pi k J_1 N_1}{p w_1}.$$

Für den Leerlauf, wo ein sekundärer Strom nicht vorhanden ist, der Motor also wie eine Drehstromdrosselspule mit übergreifenden Spulen wirkt, ist

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{0,6 \pi k \mathfrak{Z}_0 N_1}{p w_1} . . . . . 121)$$

wobei  $\mathfrak{Z}_1$  das wirklich vorhandene Feld,  $\mathfrak{Z}_0$  den Scheitelwert des Magnetisierungsstromes und  $w_1$  den magnetischen Widerstand dieses Feldes bedeutet.

Da  $\mathfrak{Z}_1$  aus dem vorigen Kapitel bekannt ist, so kann man den Magnetisierungsstrom berechnen, wenn  $w_1$  bekannt ist. Die Berechnung des letzteren ergibt sich aus den folgenden Kapiteln.

Für einen Zweiphasen-Motor ergibt sich die resultierende M. M. K. wie folgt. Für die eine Phase gilt wie vorhin:

$$f_i = \mathfrak{F}' \sin \omega t \sin \xi l.$$

Dazu kommt die zweite, örtlich und zeitlich um  $90^\circ$  verschobene Phase:

$$f_{ii} = \mathfrak{F}' \sin (\omega t + 90) \sin (\xi l + 90) = \mathfrak{F}' \cos \omega t \cos \xi l.$$

Die resultierende M. M. K. ist:

$$f = f_i + f_{ii} = \mathfrak{F}' (\sin \omega t \sin \xi t + \cos \omega t \cos \xi l).$$

Das giebt nach einer bekannten trigonometrischen Formel:

$$f = \mathfrak{F}' \sin (\omega t - \xi l),$$

d. h. der Scheitelwert der resultierenden M. M. K. ist derselbe  $\mathfrak{F}'$  wie der einer einzelnen Phase, und daher ist für einen Zweiphasen-Motor:

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{0,4 \pi k \mathfrak{Z}_0 N_1}{p w_1} . . . . . 122)$$

### 37. Der Streufaktor.

Aus Kap. 18 und 19 wissen wir, daß der größte Leistungsfaktor und das Kreisdiagramm nur vom Streufaktor  $\tau$  abhängen. Nach Gleichung 67) ist dieser bestimmt durch  $\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2$ .

In Kap. 16 haben wir den Zusammenhang von  $\tau_1, \tau_2$  mit den magnetischen Widerständen abgeleitet, aber unter der nur bei einem gewöhnlichen Transformator gültigen Voraussetzung, daß die M. M. K. des Streufeldes und des entsprechenden fiktiven Feldes einander gleich sind. Bei Drehstrommotoren sind jedoch die M. M. Ke., die die fiktiven und die Streufelder hervorrufen, nicht gleich. Zwar werden sie von derselben Wicklung und Stromstärke erzeugt, aber sie kommen in anderer Weise zur Geltung, weil die Windungen jeder Spulengruppe in mehreren Nuten liegen. Die bestehenden Verhältnisse lassen sich jedoch auf gleiche M. M. Ke. zurückführen, indem man diese Verschiedenheit statt in den M. M. Ke. in den magnetischen Widerständen zum Ausdruck bringt. Erst dann lassen sich auch darauf die Kirchhoffschen Sätze (Gleichung 51 und 52) anwenden. Fig. 103 zeigt das gemeinsame Feld  $\mathfrak{B}$  für einen Pol eines Motors, Fig. 105 das Streufeld um eine Nute, und zwar jedes für sich allein, also so, wie man sie für die Berechnung der magnetischen Widerstände braucht. Beide zusammen geben ein resultierendes Feld (Fig. 106), das im Bereich des Ständers primäres Feld  $\mathfrak{B}_1$  und im Bereich des Läufers sekundäres Feld  $\mathfrak{B}_2$  heißt. Dieses resultierende Feld hat aber keine Bedeutung für die Streufaktoren  $\tau$  oder  $v$ , da auch in den Faktoren  $v$  (Gleichung 57) nicht dieses wirklich bestehende Feld, sondern seine Komponenten  $GO$  bzw.  $HO$  vorkommen. Im vorigen Kapitel haben wir für das primäre fiktive Feld gefunden:

$$OA = \frac{0,6 \pi k J_1 N_1}{p w}$$

Das in Fig. 105 dargestellte, um eine Nut herum verlaufende Streufeld wird nur von den stromführenden Leitern erzeugt, die in einer Nut liegen. Da mit  $N_1$  die Anzahl der Windungen pro Phase bezeichnet wurde, so ist  $\frac{N_1}{p}$  die Anzahl der Windungen pro Polpaar und Phase, oder die Anzahl der Leiter pro Pol und Phase. Bezeichnen wir mit  $y$  die Anzahl der Nuten pro Pol und Phase, so ist  $\frac{N_1}{py}$  die Anzahl der Leiter in einer Nut. Ihre M. M. K. ist also gleich:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{0,4 \pi J_1 N_1}{p y} \dots \dots \dots 123)$$

Der Faktor  $\frac{1}{2}$  muß deshalb dazu gesetzt werden, weil von einem Leiter nur halb so viel Kraftlinien induziert werden, als von einer aus zwei Leitern bestehenden Windung. Die Anzahl der um eine Nut verlaufenden Streulinien ist also

$$\frac{0,4 \pi J_1 N_1}{2 p y w_n}, \dots \dots \dots 124)$$

wenn  $w_n$  den magnetischen Widerstand des Kraftlinienpfades um eine Nut herum bedeutet. Um daraus die sämtlichen um alle Nuten eines Polpaares verlaufenden Streulinien, d. h. das Nuten-Streufeld eines Polpaares zu erhalten, haben wir mit der Anzahl der Nuten pro Polpaar zu multiplizieren. Diese ist für einen dreiphasigen Motor  $3 \cdot 2 y$ , da wir mit  $y$  die Anzahl der Nuten pro Phase und Pol bezeichnet haben.

Das Nuten-Streufeld eines Polpaares ist also

$$G A = 3 \cdot 2 y \frac{0,4 \pi J_1 N_1}{2 p y w_n} = \frac{1,2 \pi J_1 N_2}{p w_n}.$$

Demnach ist 
$$\tau_1 = \frac{G A}{O A} = \frac{w}{\frac{k}{2} w_n}$$

Vergleicht man diesen Ausdruck mit Gleichung 55), so sieht man, daß der magnetische Widerstand des Nuten-Streufeldes eines Polpaares, bezogen auf die M. M. K.,  $0,4 \pi J_1 N_1$  gleich ist dem halben magnetischen Widerstande um eine Nut herum, nämlich:

$$w_s = \frac{k}{2} w_n \dots \dots \dots 125)$$

Damit ist der magnetische Widerstand des Nuten-Streufeldes auf dieselbe M. M. K.-Kraft bezogen, wie das fiktive Feld, und es können daher auf ihn und den magnetischen Widerstand  $w$  des gemeinsamen Feldes die Kirchhoffschen Sätze angewendet werden<sup>1)</sup>. Für einen Zweiphasen-Motor ist nach Kap. 36:

$$O A = \frac{0,4 \pi k J_1 N_1}{p w},$$

ferner ist, da nur zwei Phasen vorhanden sind:

$$G A = 2 \cdot 2 y \frac{0,4 \pi J_1 N_1}{2 p y w_n} = \frac{0,8 \pi J_1 N_1}{p w_n}.$$

<sup>1)</sup> Benischke, Elektr. Zeitschr. 1904, S. 834. Die Fig. 103 bis 105 sind dieser Abhandlung mit Erlaubnis der Redaktion entnommen.

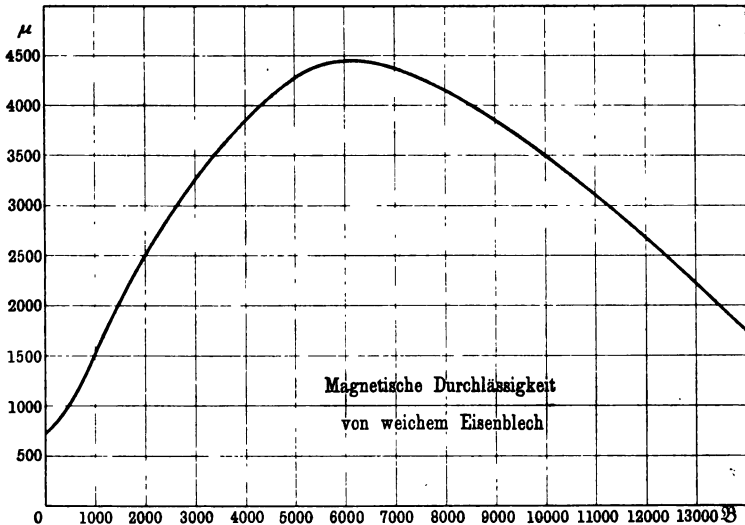
$$\text{Mithin} \quad r_1 = \frac{GA}{OA} = \frac{w}{\frac{k}{2} w_n}$$

Also ebenso wie beim Dreiphasen-Motor.

### 38. Die Berechnung der magnetischen Widerstände.

Fig. 103 zeigt den Verlauf des gemeinsamen Feldes eines Poles, das von einer Spulengruppe umschlungen ist. Demnach setzt sich sein magnetischer Widerstand  $w$  aus folgenden

Fig. 107.



vier hintereinander geschalteten Widerständen des Kraftlinienpfades zusammen:

Magnetischer Widerstand im Luftspalt  $w_1$   
 " " in den Ständerzähnen  $w_{s1}$   
 " " in den Läuferzähnen  $w_{s2}$   
 " " im Ständerkranz  $w_{k1}$   
 " " im Läuferkranz  $w_{k2}$ ,

so daß  $w = w_1 + w_{s1} + w_{s2} + w_{k1} + w_{k2}$  ist.

Jeder magnetische Widerstand ist gleich der Länge  $l$  des betreffenden Kraftlinienpfades dividiert durch den Querschnitt  $S$  des Kraftlinienbündels und der magnetischen Durchlässigkeit  $\mu$  in dem betreffenden Teile des Motors: also gleich  $\frac{l}{S\mu}$ . Die magnetische Durchlässigkeit entnehmen wir aus den Kurve<sup>1)</sup> Fig. 107, entsprechend den im vorigen Kapitel berechneten Feldstärken der betreffenden Teile. Zur besseren Übersicht legen wir folgende Tabelle an:

	Quer- schnitt $S = hb$	Feld- stärke $\mathfrak{B}$	Durch- lässigkeit $\mu$	Magne- tischer Widerstand
Luftspalt . . . . .	98	3070	1	0,001 23
Ständerzähne . . . . .	32	9400	3700	0,000 037
Läuferzähne . . . . .	44	6850	4400	0,000 021
Ständerkranz . . . . .	2 . 26	5800	4450	0,000 091
Läuferkranz . . . . .	2 . 19	7900	4200	0,000 063
				0,001 442
				= $w$

Daraus ergeben sich für die einzelnen Teile folgende magnetische Widerstände, die ebenfalls in die Tabelle eingetragen wurden.

Beim Luftspalt ist zu beachten, daß ihn jede Kraftlinie eines Polpaares zweimal durchsetzen muß, weil jede eine geschlossene Linie bildet, die durch zwei zusammengehörige Pole verläuft. Demnach ist:

$$w_1 = \frac{2\delta}{hb} = \frac{2 \cdot 0,06}{99} = 0,001\ 305.$$

Ebenso muß jede Kraftlinie zwei Ständerzähne durchsetzen. Demnach ist<sup>2)</sup>:

<sup>1)</sup> Diese Kurve wurde von Eisenblechen, die zur Fabrikation von Drehstrommotoren verwendet werden, gewonnen, indem gleichmäÙig bewickelte Ringe von großem Durchmesser an eine Stromquelle von sinusförmiger Spannungswelle angeschlossen wurden.

<sup>2)</sup> Die Länge eines Zahnes im Ständer ist nach Fig. 103 gleich 2,2 cm, im Läufer gleich 2,04 cm.



$$w_{s1} = \frac{2 \cdot 2,2}{32 \cdot 3700} = 0,000\ 037,$$

und für die Läuferzähne:

$$w_{s2} = \frac{2 \cdot 2,04}{44 \cdot 4400} = 0,000\ 021.$$

Bei den magnetischen Widerständen im Kranze des Ständers und Läufers setzt man als Länge des Kraftlinienpfades die mittlere Länge ein. Man erhält sie, indem man sich den Verlauf der Kraftlinien womöglich in natürlicher Größe aufzeichnet (Fig. 103) und ausmisst. Man erhält bei diesem Beispiele im Ständer ungefähr 21 cm, im Läufer 10 cm.

Das giebt für den Ständer:

$$w_{k1} = \frac{21}{2 \cdot 26 \cdot 4450} = 0,000\ 091$$

und für den Läufer:

$$w_{k2} = \frac{10}{2 \cdot 19 \cdot 4200} = 0,000\ 063.$$

Durch Addition dieser fünf in die Tabelle eingetragenen Werte erhält man den magnetischen Widerstand des gemeinsamen Feldes (rund):

$$w = 0,001\ 44.$$

Man erkennt aus dem Vergleiche der einzelnen Werte, dass es nur wenig Einfluss auf  $w$  hat, wenn man die mittlere Länge der Kraftlinienpfade nicht genau kennt, oder wenn man keine genaue  $\mu$ -Kurve hat. Dagegen ist es von größter Wichtigkeit, die Größe  $\delta$  des Luftspaltes genau zu kennen bzw. den bei der Berechnung vorgesehenen Wert in der Fabrikation genau einzuhalten, weil sein magnetischer Widerstand den weitaus größten Teil von  $w$  ausmacht.

Nach Gleichung (125) ist der magnetische Widerstand der Nutenstreuung für ein Polpaar  $w_s = \frac{k}{2} w_n$ , wobei  $w_n$  den Widerstand des Kraftlinienpfades um eine Nut herum bedeutet (Fig. 105). Dieser setzt sich zusammen aus dem Widerstande im Eisenkörper um die Nut und dem des Nutenschlitzes. Bei offenen Nuten und auch bei solchen geschlossenen Nuten, wo der Eisensteg sehr schmal ist, kann der erstere gegenüber dem letzteren

vernachlässigt werden, weil die magnetische Durchlässigkeit des Eisens bei den hier vorkommenden Feldstärken einige tausendmal größer ist als die der Luft. Dagegen kommt es sehr auf die Tiefe und Breite des Nutenschlitzes an. Vor allem ist zu beachten, daß bei offenen Nuten die Kraftlinien sich ausbreiten, und daß infolgedessen die Breite des Kraftlinienbündels im Nutenschlitz größer ist als die Breite des Zahnrandes  $\alpha_1$  bzw.  $\alpha_2$  in Fig. 105. Offenbar breiten sich die Kraftlinien um so mehr aus, je länger die Luftstrecke  $\vartheta$  des Nutenschlitzes ist. Daher muß für die Breite des Kraftlinienbündels ein Wert eingesetzt werden, der um einen von  $\vartheta$  abhängigen Betrag größer ist als  $\alpha$ . Auf Grund experimenteller Untersuchungen des Verfassers<sup>1)</sup> ist dieser Wert ungefähr  $\alpha + \vartheta$ . Ist  $b$  die geometrische Breite des Eisenkörpers in der Achsenrichtung, so ist demnach der magnetische Widerstand des Kraftlinienpfades um die Nut herum:

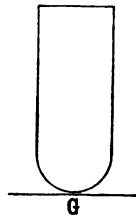
$$w_n = \frac{\vartheta}{(\alpha + \vartheta) b} \dots \dots \dots 126)$$

und daher nach Gleichung 123) der magnetische Widerstand des Nuten-Streifelfeldes für ein Polpaar:

$$w_s = \frac{k \vartheta}{2 (\alpha + \vartheta) b} \dots \dots \dots 127)$$

Bei Motoren mit geschlossenen Nuten hat natürlich die Vermehrung der Dicke  $\alpha$  des Eisensteiges  $G$  (Fig. 108) um den Betrag der Steglänge  $\vartheta$  keine Berechtigung, sondern der magnetische Widerstand  $w_s$  des Eisensteiges muß in der Weise berechnet werden, daß zunächst in erster Annäherung die Feldstärke  $\mathfrak{B}$  im Eisensteige unter Annahme einer Durchlässigkeit von  $\mu = 1000$  nach Gleichung 124) berechnet wird. Für den so erhaltenen Wert von  $\mathfrak{B}$  im Eisensteige kann nun der richtigere Wert für  $\mu$  aus Fig. 107 entnommen und in die Gleichung

Fig. 108.



$$w_n = \frac{\vartheta}{\mu \alpha b} \dots \dots \dots 128)$$

eingesetzt werden.

Für unseren als Beispiel benutzten Motor mit offenen Nuten

<sup>1)</sup> Elektr. Zeitschr. 1904, S. 810, 836.

(Fig. 105) gelten die auf S. 138 angegebenen Mafse des Nutenschlitzes. Mithin ist für den Ständer (nach Gleichung 127):

$$w_{s1} = \frac{0,958 \cdot 0,3}{2 (0,05 + 0,3) 8,2} = 0,0503.$$

Da die Mafse des Nutenschlitzes im Ständer dieselben sind, so ist auch

$$w_{s2} = 0,0503.$$

Aufser der Streuung in den Nutenschlitzten besteht noch eine Streuung um die Spulenköpfe an den beiden Stirnseiten des Motors. Die Kraftlinien, welche hier die Spulen umgeben, werden von derselben M. M. K. induziert, welche die fiktiven Felder hervorruft. Fig. 109 zeigt einen Querschnitt durch einen Spulenkopf *K* und den benachbarten Teil des Eisenkörpers *A* und des Lagerschildes *B*. Die schwache Linie deutet den Verlauf des hier als Streuung in Betracht kommenden Kraftlinienbündels an, das zum Teil durch das Eisen des Körpers und des Lagerschildes verläuft. Die Anzahl der unmittelbar um den Spulenkopf ausschließlich in Luft verlaufenden Kraftlinien ist verschwindend klein. Für den magnetischen Widerstand  $w_k$

des durch Eisenkörper und Lagerschild verlaufenden Kraftlinienbündels braucht nur der durch die Luft gehende Teil *fg* berücksichtigt zu werden. Länge und Querschnitt dieses Teiles kann aus den Mafsen des Motors geschätzt werden. Für unser Beispiel ist mit Berücksichtigung beider Stirnseiten (schätzungsweise<sup>1)</sup> für den Ständer:

<sup>1)</sup> Diese Kopfstreuung, die früher meist unterschätzt wurde, wird jetzt manchmal überschätzt. Man findet Angaben, wonach sie von gleicher Größenordnung wäre wie die Nutenstreuung. Eine kurze Überlegung zeigt, dafs dies unmöglich ist. Denn bei den Kraftlinien, die um die Nuten verlaufen, besteht der magnetische Widerstand aus einer Luftstrecke von nur wenigen Millimetern, während der Luftweg, den die Kraftlinien um die Spulenköpfe herum durchlaufen müssen, viele Centimeter beträgt. Dazu kommt noch, dafs um jede Nut herum die volle M. M. K. des in der Nut liegenden Drahtbündels, also das Dreifache einer Phase, wirkt, während bei den übereinandergreifenden Spulenköpfen in Gesamtheit nur das  $\frac{3}{2}$ fache der M. M. K. einer Phase wirkt, wie beim gemeinsamen Felde (entsprechend der Gleichung 119).

$$w_{k1} = \frac{10}{2.15} = 0,33,$$

und für den Läufer, wo die Lagerschilder nicht in Betracht kommen:

$$w_{k2} = \frac{20}{2.15} = 0,66.$$

Da die magnetischen Widerstände der Nutenstreuung  $w_s$  und der Kopfstreuung in Bezug auf die Wickelung parallel geschaltet sind, so ist der gesamte magnetische Widerstand des primären Streufeldes:

$$w'_1 = \frac{w_{s1} w_{k1}}{w_{s1} + w_{k1}} = \frac{0,0503 \cdot 0,33}{0,0503 + 0,33} = 0,0437,$$

und des sekundären Streufeldes:

$$w'_2 = \frac{w_{s2} w_{k2}}{w_{s2} + w_{k2}} = \frac{0,0503 \cdot 0,66}{0,0503 + 0,66} = 0,047.$$

Vergleicht man diese Werte mit denen der Nutenstreuung, so sieht man, daß der Einfluß der Kopfstreuung auf die gesamte Streuung nicht sehr groß ist, so daß eine schätzungsweise Berechnung von  $w_k$  genügt.

Aus den vorstehenden Werten ergibt sich nun:

$$\tau_1 = \frac{w}{w'_1} = \frac{0,00144}{0,0437} = 0,033,$$

$$\tau_2 = \frac{w}{w'_2} = \frac{0,00144}{0,047} = 0,0306,$$

und daher nach Gleichung 67):

$$\tau = 0,0637.$$

### 39. Größter Leistungsfaktor, Magnetisierungsstrom.

Aus dem vorstehenden Werte ergibt sich nach Gleichung 77) der größte Leistungsfaktor

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1}{1 + 2 \cdot 0,0637} = 0,89.$$

Die an diesem Motor gemessenen entsprechenden Werte sind  $\tau = 0,0495$  und  $(\cos \varphi)_{\max} = 0,91$  (vgl. Fig. 20 b und 21). Die berechneten Werte stimmen also damit gut überein in Anbetracht dessen, daß es sich um eine Berechnung ohne Zuhilfenahme

irgend welcher an anderen Motoren ermittelter Zahlenfaktoren handelt, und in Anbetracht dessen, daß selbst bei genauer Fabrikation bei verschiedenen Motorindividuen derselben Type Unterschiede im Streufaktor  $\tau$  bis zu 15 Proz. unvermeidlich sind. Auf den Leistungsfaktor erstreckt sich ja dieser Einfluß nicht in gleichem Maße, wie aus den obigen Zahlen hervorgeht, weil der größte Leistungsfaktor von  $1 + 2\tau$  abhängt, und bei normalen Motoren  $\tau$  niemals größer ist als 0,08.

Aus Gleichung 121) ergibt sich für den Scheitelwert des Magnetisierungsstromes eines Dreiphasen-Motors:

$$I_0 = \frac{p w_1 \mathfrak{B}_1}{0,6 \pi k N_1} \dots \dots \dots 129)$$

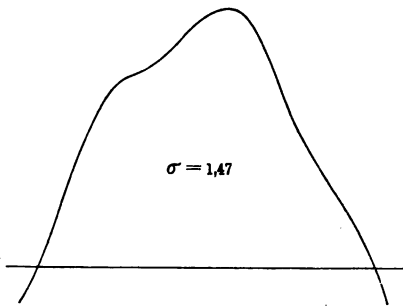
Dividiert man durch den Scheitelfaktor  $\sigma$  der Stromwelle, so ist der effektive Wert:

$$J_0 = \frac{p w_1 \mathfrak{B}_1}{0,6 \pi k \sigma N_1} \dots \dots \dots 130)$$

Bei einem Zweiphasen-Motor tritt (nach Gleichung 122) 0,4 an Stelle von 0,6.

Im allgemeinen ist die Stromwelle verschieden, je nach der Wellenform der zugeführten Spannung. Für eine sinusförmige

Fig. 110.



Spannungswelle, die man immer auch den Berechnungen zu Grunde legt, zeigt Fig. 110 die Welle des Leerlaufstromes, aufgenommen an dem Motor, den wir hier als Beispiel benutzen. Der Scheitelfaktor ist

$$\sigma = 1,147.$$

Der Leerlaufstrom aller normalen Motoren hat eine ähnliche Wellenform wie

in Fig. 110, wenn die zugeführte Spannung sinusförmig ist. Bei großen Motoren, wo der Luftspalt größer ist, wird sie ein wenig stumpfer, weil die Wellenform des Stromes bei jeder Drosselspule sich um so mehr der aufgedrückten Spannung nähert, je größer der magnetische Widerstand des Luftweges gegenüber dem des

Eisenweges ist. Man kann daher, wenn die Wellenform nicht näher bekannt ist, im allgemeinen für den Scheitelfaktor setzen<sup>1)</sup>:

$$\sigma = 1,45.$$

Da wir in Kap. 37 den magnetischen Widerstand der Nutenstreuung auf dieselbe M. M. K., wie sie für den magnetischen Widerstand des gemeinsamen Feldes gilt, zurückgeführt haben, so gilt die Gleichung 51) und es ist demnach:

$$w_1 = \frac{w w'_1}{w + w'_1} = \frac{0,00144 \cdot 0,0437}{0,00144 + 0,0437} = 0,0014.$$

Mithin

$$J_0 = \frac{2 \cdot 0,0014 \cdot 301000}{0,6 \cdot 3,14 \cdot 0,958 \cdot 1,47 \cdot 104} = 3,06 \text{ Amp.},$$

gemessen wurden 3,1 Amp.

#### 40. Einfluss des Luftspaltes, des Nutenschlitzes und der Polzahl auf die Eigenschaften des Motors.

Um eine leichte Übersicht zu gewinnen, von welchen Größen die Stromfaktoren  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  hauptsächlich abhängen, ziehen wir nur die Glieder in Betracht, von welchen der magnetische Widerstand des gemeinsamen Feldes und der Streufelder hauptsächlich abhängen. Das ist der magnetische Widerstand  $w_l$  des Luftspaltes und der magnetische Widerstand  $w_s$  des Nutenschlitzes. Wir schreiben also näherungsweise:

$$\tau_1 = \frac{w_l}{w_{s1}}, \quad \tau_2 = \frac{w_l}{w_{s2}}.$$

Von denselben Größen muß dann auch der gesamte Streufaktor  $\tau$  abhängen, und wir setzen daher näherungsweise für Motoren mit geschlitzten Nuten (wobei wir von dem Wicklungsfaktor  $k$ , der sich nur wenig von 1 unterscheidet, absehen):

$$\tau = C \frac{w_l}{w_s} = C \frac{\frac{2\delta}{hb}}{2(\alpha + \vartheta)b}.$$

<sup>1)</sup> Gewöhnlich wird der Scheitelfaktor einer Sinuslinie vorausgesetzt (1,414), sowohl bei der Berechnung der Kraftlinienmenge aus der Spannung als auch bei der des Magnetisierungsstromes. Wenn aber die Spannungswelle sinusförmig ist, kann es die Stromwelle nicht sein und umgekehrt.

Nehmen wir die beiden 2 in den Proportionalitätsfaktor  $C$  hinein, so ist:

$$\tau = C \frac{\delta (\alpha + \vartheta)^1}{h \delta} \dots \dots \dots 131)$$

Für geschlossene Nuten ergibt sich aus Gleichung 128):

$$\tau = C \frac{\delta \mu \alpha}{h \delta} \dots \dots \dots 132)$$

Aus diesen Formeln ergibt sich zunächst, dass die gesamte Streuung direkt proportional dem Luftspalt  $\delta$  und umgekehrt proportional der Pollänge  $l$  ist. Wird also z. B. derselbe Motor mit insgesamt 72 Nuten einmal sechspolig (mit vier Nuten pro Phase und Pol) und einmal achtpolig (mit drei Nuten pro Phase und Pol) gewickelt, so ist bei letzterem die Streuung in demselben Verhältnisse größer und daher der Leistungsfaktor in demselben Verhältnisse kleiner.

Aus diesen Formeln erhält man auch Antwort auf die Frage: wie ändert sich der Streufaktor, wenn bei einem Motor der Luftspalt dadurch vergrößert wird, dass der Ständer weiter ausgebohrt oder der Läufer mehr abgedreht wird. Dadurch findet also zwar eine Vergrößerung von  $\delta$ , aber gleichzeitig auch eine Verkleinerung von  $\alpha$  statt. Daraus folgt, dass man von vornherein nicht sagen kann, ob dadurch eine Vergrößerung oder Verkleinerung der Streuung eintritt. Bei Motoren mit tiefem Nutenschlitz ( $\alpha$  erheblich größer als  $\delta$ ) oder mit ganz offenen rechteckigen Nuten überwiegt die Vergrößerung von  $\delta$ , so dass die Streuung größer wird. Bei Motoren mit sehr schmalen Nutenschlitz oder geschlossenen Nuten wird zumeist die Verkleinerung von  $\alpha$  überwiegen, so dass die Streuung kleiner wird. Mit der Vergrößerung von  $\delta$  ist aber immer eine Vergrößerung des Magnetisierungstromes verbunden, weil er hauptsächlich von  $\delta$ , dagegen nur sehr wenig von  $\alpha$  abhängt.

Die Formeln 131) bzw. 132) kann man sehr gut benutzen bei Umrechnung von Motoren derselben Type auf verschiedene

---

<sup>1)</sup> Behrend hat für den Streufaktor die Formel  $C \frac{\delta}{h}$  angegeben.

Aus dem Vergleiche mit der obigen erkennt man, dass dabei der Nutenschlitz unberücksichtigt geblieben ist. Darin liegt der Grund, warum sie sich als unbrauchbar erwiesen hat.

Größen, nachdem man an einem Motor den Faktor  $C$  experimentell bestimmt hat. Dagegen läßt sich diese Formel ebenso wenig wie andere für die Berechnung verschiedener Typen verwenden, weil eben darin nur die magnetischen Widerstände des Luftspaltes und des Nutenschlitzes berücksichtigt sind. Man erhält dann genauere Ergebnisse, wenn man statt irgend einer Formel die magnetischen Widerstände von Grund aus nach der im vorstehenden angegebenen Methode berechnet.

#### 41. Die Kupfer- und Leerlaufverluste und die Konstruktion des Kreisdiagrammes aus den berechneten Werten.

Mit den in den beiden vorigen Kapiteln berechneten Werten  $\tau$  und  $J_m$  sind wir in der Lage, das Kreisdiagramm zu konstruieren. Denn nach Kap. 18 ist

$$OS = J_0 \quad \text{und} \quad ST = \frac{J_0}{\tau}.$$

Um aber den zweiten Kreis, der das Drehmoment darstellt, konstruieren zu können, brauchen wir den primären Kupferverlust und dazu den Widerstand  $w_1$  einer Phase der Ständerwicklung. Seine Berechnung hat keine Schwierigkeit. Man muß sich nur die Spulenköpfe oder Gabelverbindungen möglichst so aufzeichnen, wie sie sich bei der Ausführung ergeben. Durch Ausmessung erhält man dann die Länge des zu einer Phase erforderlichen Drahtes. Wird seine Länge in Metern, sein Querschnitt in Quadratmillimetern ausgedrückt, so verwendet man nicht den dem kalten Kupfer entsprechenden spezifischen Widerstand 0,017, sondern den einer Temperatur von etwa  $70^\circ$  entsprechenden Wert 0,02, da der Wirkungsgrad auf den Dauerbetrieb zu beziehen ist. Nun mißt man bei einem Belastungspunkte  $A$  (Fig. 71) die primäre Stromstärke aus dem schon konstruierten Halbkreise ab und rechnet  $3w_1 J_1^2$  aus. Dividiert man durch die dreifache Phasenspannung, so erhält man die dem primären Kupferverluste entsprechende Wattkomponente, die man gleich  $AH$  aufträgt. Zieht man nun von  $H$  eine Parallele zur Grundlinie, so ist ihr Schnittpunkt  $G$  mit  $AT$  ein Punkt des Drehmomentkreises (vgl. Kap. 20), den man nun konstruieren kann.



Um den dritten Kreis, der die Leistung darstellt, zu erhalten, braucht man den sekundären Kupferverlust. Die Berechnung des Läuferwiderstandes ergibt sich wieder aus der Gestalt der Windungen<sup>1)</sup>. Die sekundäre Stromstärke ist im Kreisdiagramme durch  $SA$  (Fig. 71) dargestellt. Der Maßstab aber ist ein anderer als der für den primären Strom. Man gewinnt ihn daraus, daß bei irgend einem höheren Belastungspunkte die primären und sekundären Amperewindungen einander gleich sind. Also:

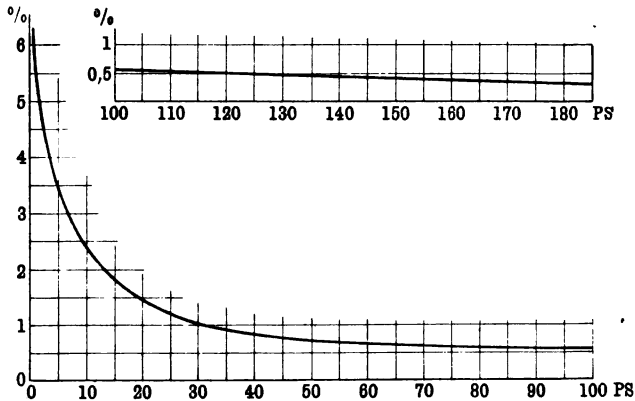
$$J_1 N_1 = J_2 N_2.$$

Daraus folgt:

$$J_2 = J_1 \frac{N_1}{N_2}.$$

Da der Maßstab für  $J_1$  als Vektor  $OA$  nach dem vorstehenden bereits bekannt ist, so ergibt sich daraus der Maßstab für  $J_2$  als Vektor  $SA$ . Man berechnet nun  $3w_2 J_2$  und erhält daraus

Fig. 111.



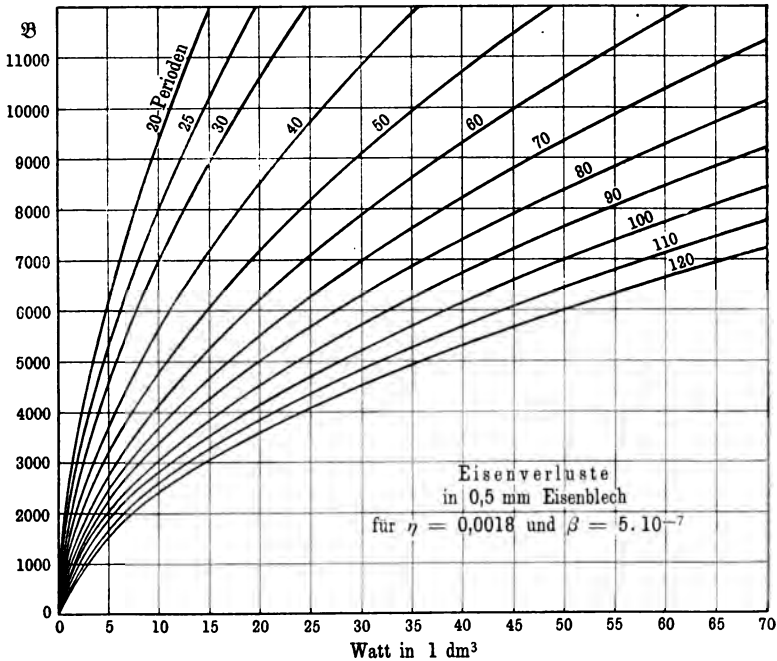
einen Punkt  $N$  des Leistungskreises auf dieselbe Weise wie vorhin einen Punkt des mittleren Kreises.

Um nun das Drehmoment und die Nutzleistung ohne weiteres abmessen zu können, brauchen wir noch die den Leerlauf-

<sup>1)</sup> Über die Berechnung des Widerstandes von Käfigläufern vgl. Kap. 42.

verlustrn entsprechende Linie. Diese konstanten Verluste bestehen aus den Reibungs- und Eisenverlusten. Die Reibungsverluste können nicht berechnet, sondern nur auf Grund experimenteller Bestimmungen an bereits ausgeführten Motoren geschätzt werden. Dazu kann die Fig. 111 benutzt werden, welche die Reibungsverluste in Prozenten der normalen Leistung (in PS)

Fig. 112.



für gewöhnliche Lager näherungsweise angiebt. Bei Motoren mit Kugellagern sind diese Werte natürlich kleiner.

Die Eisenverluste können aus der Formel

$$\eta n \mathcal{B}^{1,6} + \beta n^2 \mathcal{B}^2 \text{ Watt für } 1 \text{ dm}^3$$

berechnet, oder aus den Kurven Fig. 112, welche für mittlere Werte von  $\eta$  und  $\beta$  gelten, entnommen werden.  $\eta$  ist der Hysteresiskoeffizient,  $\beta$  der Wirbelstromkoeffizient. Nach dem, was auf S. 126 über den Eisenverlust im Läufer gesagt wurde, kann

man bei der Berechnung so verfahren, als ob der Läufer derselben periodischen Magnetisierung ausgesetzt wäre, wie der Ständer. Man stellt sich am besten folgende Tabelle her, für welche die Feldstärken aus der Tabelle auf S. 147 entnommen werden. Die Volumina der vier Teile werden aus den Maßen der Fig. 103 berechnet.

	g	Volumen in dm <sup>3</sup>	Eisenverluste	
			für 1 dm <sup>3</sup>	im ganzen
Ständerzähne . . . . .	9400	0,35	32	11,2
Läuferzähne . . . . .	6850	0,39	19	7,4
Ständerkranz . . . . .	5800	2,22	14	31
Läuferkranz . . . . .	7900	0,76	23	17,5
			zusammen 67 Watt	

Dieser auf gleiche Weise wie bei der Berechnung eines Transformators erhaltene Wert ist hier zufälligerweise gleich dem gemessenen (S. 125). In der Regel aber ist er kleiner als der letztere. Er ist immer auch kleiner als der durch Wattmessung bei Stillstand und geöffneter Läuferwicklung ermittelte Eisenverlust (bei unserem Motor 76 Watt), obwohl der Motor in diesem Falle wie ein leerlaufender Transformator wirkt und die beim Betriebe an den Zahnkronen auftretenden magnetischen Variationen von hoher Periodenzahl nicht vorhanden sind. Dieser Unterschied erklärt sich daraus, daß durch das Stanzen der Bleche, durch das Abdrehen oder Abschleifen des Läufers, allenfalls auch des Ständers, gerade an den Zahnkanten und Zahnkronen eine erhebliche Vergrößerung der Hysterese eintritt<sup>1)</sup>. Eine weitere Vergrößerung der Hysterese tritt ein, wenn der Motor schon einige Zeit im Betriebe war und infolge der starken Erwärmung der Zahnkanten und Zahnkronen das Eisen gerade an diesen Stellen gealtert<sup>2)</sup> ist. Man muß also zu dem in obiger Tabelle wie bei einem Transformator berechneten

<sup>1)</sup> Die Vergrößerung der Hysterese durch die Bearbeitung der Bleche wurde vom Verfasser direkt festgestellt, indem ein Bündel Eisenbleche vor und nach dem Zerschneiden in schmale Streifen gemessen wurde. (Elektr. Zeitschr. 1901, S. 700.)

<sup>2)</sup> Stern, Elektr. Zeitschr. 1903, S. 407; 1904, S. 497.

Eisenverluste noch 10 bis 15 Proz. dazu schlagen, um nicht nach Ausführung eines berechneten Motors eine Enttäuschung zu erleben.

Fügt man den aus Fig. 111 entnommenen Reibungsverlust hinzu und dividiert nun den gesamten Leerlaufverlust durch die dreifache Phasenspannung, so ergibt sich die Wattkomponente des Leerlaufstromes, welche gleich  $SA_0$  aufzutragen ist. Von der durch  $A_0$  zur Grundlinie parallel gelegten Geraden aus sind nun Drehmoment  $Q'G$  und Leistung  $L'N$  abzumessen, wie in Kap. 20 näher ausgeführt wurde. Auch alle übrigen Größen ergeben sich nun aus dem vollständigen Kreisdiagramme in bekannter Weise, so auch das größte Drehmoment (Überlastungsfähigkeit) und die größte Leistung.

#### 42. Der Verlust durch Stromwärme in einem Käfigläufer.

Bei einem Käfigläufer ist die Stromstärke in jedem Stabe eine andere, und zwar so, wie in Fig. 24 durch die Dicke der Linien angedeutet ist. Die Berechnung des Leistungsverlustes durch Stromwärme wäre daher äußerst kompliziert, wenn es nicht möglich wäre, einen mathematischen Ausdruck zu finden<sup>1)</sup>, der analog ist dem Jouleschen Gesetze für eine gewöhnliche Wickelung. Zur praktischen Berechnung eignen sich hierfür am besten die Formeln von Punga; sie lauten:

Der gesamte Leistungsverlust durch Stromwärme in einem Käfigläufer ist

$$V = J_q^2 W_q, \dots \dots \dots 133)$$

wo  $J_q$  eine dem sekundären Strome äquivalente Stromstärke und  $W_q$  einen dem Widerstande des Käfigläufers äquivalenten Widerstand wie bei einer gewöhnlichen Wickelung bedeutet; und zwar ist

$$W_q = w_r + (2\pi p)^2 w_s \dots \dots \dots 134)$$

Dabei bedeutet  $w_r$  den Widerstand der beiden Kurzschlussringe, wenn man sich dieselben geöffnet und hintereinander geschaltet denkt. D. h. es ist

<sup>1)</sup> Rößler, Elektr. Zeitschr. 1898, S. 750; Fischer-Hinnen, Zeitschr. f. Elektrotechnik 1900, S. 398; Osnos, Elektr. Zeitschr. 1901, S. 172; Punga, Zeitschr. f. Elektrotechnik 1904, S. 183.

$$w_r = 2 \frac{0,02 l_r}{S_r} = \frac{0,04 l_r}{S_r}, \dots \dots \dots 135)$$

wenn  $l_r$  die Länge des Kurzschlufsringes in Metern und  $S_r$  den Querschnitt in Quadratmillimetern bedeutet. 0,02 ist der entsprechende spezifische Widerstand des Kupfers bei etwa 70°.  $w_s$  ist der Widerstand aller Stäbe des Läufers in Parallelschaltung, d. h. es ist

$$w_s = \frac{0,02 l_s}{V_2 S} \dots \dots \dots 136)$$

wenn  $l_s$  die Länge,  $S_s$  den Querschnitt eines Stabes und  $V_2$  die gesamte Anzahl der Stäbe des Läufers bedeutet.

Mithin ist (nach Gleichung 133 und 134) der Verlust durch Stromwärme in den beiden Kurzschlufsringen  $J_q^2 w_r$  und in den Stäben  $J_q^2 (2 \pi p)^2 w_s$ .

Die äquivalente Stromstärke ist

$$J_q = \frac{V_2 J_2}{2 \pi p} \dots \dots \dots 137)$$

wenn  $J_2$  den Strom in einem Stabe bedeutet. Diesen letzteren findet man wiederum aus dem Gesetze, daß bei einem höheren Belastungspunkte die primären und sekundären Amperewindungen einander gleich sind. Da beim Käfigläufer Windungen nicht vorhanden sind, so lautet das Gesetz hierfür, daß das Produkt aus Stromstärke und Anzahl der Stäbe im Ständer und Läufer einander gleich sind.

Bezeichnen wir die gesamte Drahtzahl des Ständers mit  $V_1$ , so ist also:

$$V_2 J_2 = V_1 J_1 \dots \dots \dots 138)$$

mithin ist für einen höheren Belastungspunkt:

$$J_q = \frac{V_1 J_1}{2 \pi p} \dots \dots \dots 139)$$

Mit Hilfe dieser Formeln ist die Berechnung eines Käfigläufers sehr einfach. Wir wollen damit die Aufgabe lösen, wie die Stäbe und Kurzschlufsringe eines Käfigläufers dimensioniert sein müssen, damit er in den bisher als Beispiel benutzten Motor eingesetzt werden kann, und in Bezug auf Leistung, Leistungsfaktor und Wirkungsgrad dieselben Verhältnisse bestehen, wie mit dem Schleifenringläufer. Nach S. 128 beträgt bei unserem

2 PS-Motor der Verlust durch Stromwärme im Schleifenringläufer 99 Watt bei voller Leistung. Wir haben also zu setzen:

$$J_q^2 W_q = 99.$$

Nach den Angaben auf S. 137 ist  $V_1 = 48.13 = 624$  und nach Fig. 20 a ist bei 2 PS Nutzleistung  $J_1 = 10$ .

Mithin

$$J_q = \frac{624 \cdot 10}{2 \cdot 3,14 \cdot 2} = 497,$$

$$W_q = \frac{99}{497^2} = \frac{99}{247\,000} = 0,000\,4.$$

Bezüglich der Dimensionierung der Stäbe und Kurzschlufsringe haben wir insofern freie Wahl, als wir den gesamten Verlust beliebig zwischen beiden verteilen können. Setzen wir fest, daß er in jedem die Hälfte sein soll, so ist nach obigem:

$$w_r = (2 \pi p)^2 w_s = \frac{W_q}{2} = 0,000\,2.$$

Nehmen wir den mittleren Durchmesser der Kurzschlufsringe zu 175 mm an, entsprechend dem Durchmesser des Läufermantels von 193,8 mm, so ist die Länge eines Ringes

$$l_r = 0,55 \text{ m.}$$

Demnach ist der Querschnitt eines Ringes nach Gleichung 135):

$$S_r = \frac{0,04 \cdot 0,55}{0,000\,2} = 110 \text{ mm}^2.$$

Ferner ist:

$$w_s = \frac{0,000\,2}{(2 \cdot \pi \cdot 2)^2} = \frac{0,000\,2}{158} = 1,27 \cdot 10^{-6}.$$

Der Schleifringläufer unseres Motors hat 60 Nuten. Für den Käfigläufer wählen wir im Interesse eines guten Anlaufes (Kap. 10) 61 Nuten. Wählen wir die Länge der Stäbe zwischen den Mitten der Kurzschlufsringe gleich 0,1 m, entsprechend einer Eisenbreite von 8,2 cm (in der Achsenrichtung), so ist nach Gleichung 136) der Querschnitt eines Stabes:

$$S_s = \frac{0,02 \cdot 0,1}{61 \cdot 1,27} \cdot 10^6 = 26 \text{ mm}^2.$$

Bei kreisrunden Stäben entspricht das einem Durchmesser von 5,8 mm.

### 43. Näherungsweise Berechnung des Leistungsfaktors und Wirkungsgrades.

Manchmal ist es erforderlich, bei einer gewissen Stromstärke  $J_1$  eines Motors die Leistung, den Leistungsfaktor und den Wirkungsgrad rasch auszurechnen, wenn auch dabei nur ein näherungsweise Resultat erzielt wird. Das kann in folgender Weise geschehen, ohne daß erst die Berechnung des Streufaktors und die Konstruktion des Kreisdiagrammes notwendig wäre.

Man berechnet zunächst den Magnetisierungsstrom  $J_m$  nach Gleichung 130). Dabei genügt es, statt des gesamten primären magnetischen Widerstandes  $w_1$  den des gemeinsamen Feldes  $w$  einzuführen, da diese sich nur wenig voneinander unterscheiden, so daß man sich die Berechnung von  $w_1$  ersparen kann.

Nimmt man nun an, daß der Magnetisierungsstrom identisch sei mit der wattlosen Komponente des Stromes  $J_1$  wie bei einer Drosselspule, so ist die Wattkomponente des letzteren näherungsweise gleich

$$\sqrt{J_1^2 - J_0^2}.$$

Den Fehler, den man dabei begeht, ersieht man aus Fig. 76; er besteht darin, daß in dem rechtwinkligen Dreieck  $AOR$  statt der Kathete  $OR$  das Stück  $OS$  eingesetzt wird. Multipliziert man den so erhaltenen Wert der Wattkomponente mit der dreifachen (bezw. zweifachen) Phasenspannung, so erhält man den Wattverbrauch des Motors bei der Stromstärke  $J_1$ . Das Verhältnis des Wattverbrauches zu den Voltampere ( $3 J_1 K_1$  bzw.  $2 J_1 K_1$ ) giebt den Leistungsfaktor mit derselben Annäherung wie beim Wattverbrauche. Um die Leistung zu erhalten, hat man sämtliche Verluste vom Wattverbrauche abzuziehen. Die Kupfer- und Eisenverluste berechnet man nach den in Kap. 41 angegebenen Methoden, und den Reibungsverlust entnimmt man aus Fig. 111, falls man nicht in der Lage ist, die gesamten Leerlaufverluste mittels eines Wattmeters direkt zu messen. Das Verhältnis der Leistung zum Wattverbrauch giebt den Wirkungsgrad.

Noch einfacher gestaltet sich die näherungsweise Bestimmung der Leistung, des Leistungsfaktors und des Wirkungsgrades, wenn man den Wattverbrauch des Motors bei der betreffenden

Belastung und beim Leerlauf sowie den Leerlaufstrom messen kann; dieser ist sehr angenähert gleich dem Magnetisierungsstrom  $J_0$ , so daß die Berechnung des letzteren nicht erforderlich ist.

#### 44. Dimensionierung eines Motors.

Obwohl zurzeit nur selten jemand in die Lage kommt, einen Motor ohne Grundlage von anderen bekannten Motoren gänzlich neu berechnen zu müssen, so sei doch der Vollständigkeit halber der Gang einer solchen Berechnung angegeben.

Selbstverständlich muß man immer von einer Annahme ausgehen, aus der sich die Hauptmaße des Motors ergeben. Hat man dazu keinen Anhaltspunkt, sondern muß auf gut Glück hin ein Maß wählen, so kann die Rechnung sehr langwierig werden. — Am besten geht man aus von einer bestimmten Größe der Polaustrittsfläche oder der Kraftlinienmenge für ein Polpaar. Unter den sogenannten Dimensionierungsformeln, welche den ersten Anhaltspunkt geben, dürfte die von Sengel<sup>1)</sup> am geeignetsten sein; sie lautet für die Kraftlinienmenge eines Polpaares:

$$\mathfrak{Z}_1 = 3 \cdot 10^5 \sqrt[5]{\frac{PS \cdot u_1}{n^2}} \dots \dots \dots 140)$$

wobei für  $PS$  die normale Leistung, für  $u_1$  die synchrone Umlaufzahl pro Minute und für  $n$  die Periodenzahl pro Sekunde einzusetzen ist.

Ferner ergibt sich aus der Periodenzahl und der gewünschten Umlaufzahl die Polzahl, wobei man natürlich nur die Wahl zwischen 2, 4, 6, 8 u. s. w. hat. Aus der Feldstärke, die man im Luftspalte zulassen will, und aus der mittels obiger Formel gewonnenen Kraftlinienmenge  $\mathfrak{Z}_1$  ergibt sich die Größe der Polaustrittsfläche. Aus der Kraftlinienmenge und aus der Spannung, für welche der Motor bestimmt ist, ergibt sich die Windungszahl  $N_1$ ; aus der normalen Leistung, die der Motor abgeben soll, aus dem Leistungsfaktor und dem Wirkungsgrade, den er dabei aufweisen soll, ergibt sich die primäre Stromstärke; aus dieser und der Stromdichte in der primären Wickelung, die

<sup>1)</sup> Elektr. Zeitschr. 1903, S. 902.



man zulassen will, ergibt sich die Drahtstärke und aus dieser und der Windungszahl ergibt sich mit Berücksichtigung der erforderlichen Isolation die Größe der Nuten. Aus der Feldstärke, die man mit Rücksicht auf die Eisenverluste zulassen will, ergibt sich der Eisenquerschnitt der Zähne, und da die Größe der Polaustrittsfläche schon oben bestimmt wurde, so ergibt sich nun daraus die Breite des Motors in der Achsenrichtung. Aus der Feldstärke, die man im Kranze des Eisenkörpers mit Rücksicht auf die Eisenverluste zulassen will, ergibt sich die Dicke des Kranzes.

Nach dieser ungefähren Festlegung der Hauptmaße hat man sich die erforderliche Drahtlänge und daraus die Kupferverluste bei normaler Belastung zu berechnen. Für den Läufer ergibt sich die Stromstärke aus der Gleichheit der primären und sekundären Amperewindungen. Aus dem Kupferverluste  $V$  im Läufer ergibt sich dann nach Gleichung 11) die bei der normalen Belastung auftretende Schlüpfung.

Ergibt nach dieser in erster Annäherung ausgeführten Berechnung der Eisen- und Kupferverluste und der aus Fig. 111 entnommene Reibungsverlust noch nicht den gewünschten Wirkungsgrad, so hat man die bisher erhaltenen Maße in zweckentsprechender Weise zu ändern und die Rechnung nochmals durchzuführen.

Aus dem großen Leistungsfaktor, den man zu erreichen wünscht, ergibt sich der Streufaktor, und daraus sowie aus dem Leerlaufstrom, den man zulassen will, der magnetische Widerstand des gemeinsamen Feldes und des Streufeldes, und daraus der Luftspalt und die Form des Nutenschlitzes.

Wie man aus diesem Gange der Berechnung ersieht, steht dem Rechner eine unendliche Mannigfaltigkeit offen, um das gewünschte Ziel zu erreichen, selbstverständlich innerhalb der durch das Vorstehende gegebenen Grenzen. Von seiner Geschicklichkeit und Erfahrung hängt es ab, ob er das Ziel unter günstigen Verhältnissen in Bezug auf Wirkungsgrad, Leistungsfaktor, Überlastungsfähigkeit, Anlaufdrehmoment, Erwärmung und Gewicht des Motors erreicht.

## Zusammenstellung der wichtigsten Bezeichnungen.

Als Seitenzahl ist jene angegeben, wo sich die Definition oder erste Anwendung des Zeichens findet. — Größen, die sich auf den primären Teil eines Transformators oder Motors (Ständer eines Motors) beziehen, sind mit dem Index 1, Größen, die sich auf den sekundären Teil (Läufer eines Motors) beziehen, sind mit dem Index 2 bezeichnet.

	Seite
$a_1$ Umfangsgeschwindigkeit des Drehfeldes . . . . .	13, 17
$a_2$ Umfangsgeschwindigkeit des Läufers . . . . .	13
$\alpha$ Tiefe des Nutenschlitzes (Dicke des Eisensteges) . . .	139
$\mathfrak{B}$ Magnetische Feldstärke, Kraftliniendichte . . . . .	2
$b$ Eisenbreite einer Maschine in der Richtung der Achse	137
$\beta$ Wirbelstromkoeffizient . . . . .	157
$D$ Drehmoment . . . . .	15
$D_a$ Anlaufdrehmoment . . . . .	20
$\delta$ Luftspalt . . . . .	138
$\mathfrak{d}$ Breite des Nutenschlitzes . . . . .	138
$e$ Elektromotorische Kraft, Augenblickswert . . . . .	1
$E$ " " effektiver Wert . . . . .	1
$\mathfrak{E}$ " " Scheitelwert . . . . .	1
$E_{mi}$ " " arithmetischer Mittelwert . . . . .	1
$E_2$ Sekundäre, vom ganzen sekundären Felde induzierte E. M. K. . . . .	18, 24
$E_{2i}$ Sekundäre, vom gemeinsamen Felde induzierte E. M. K. . . . .	18
$\varepsilon$ Streufaktor nach Behn-Eschenburg . . . . .	64
$\eta$ Wirkungsgrad . . . . .	35
$\eta$ Hysteresiskoeffizient . . . . .	157
$\mathfrak{F}$ Magnetomotorische Kraft (Scheitelwert) . . . . .	141
$G$ Eisenverluste . . . . .	35
$h$ Wirksame Eisenlänge eines Poles in der Richtung des Umfanges . . . . .	137
$H$ Kupferverlust im Ständer . . . . .	36
$i$ Stromstärke, Augenblickswert . . . . .	1
$J$ " effektiver Wert . . . . .	1
$\mathfrak{J}$ " Scheitelwert . . . . .	1
$J_{mi}$ " arithmetischer Mittelwert . . . . .	1
$J_0, \mathfrak{J}_0$ Magnetisierungsstrom . . . . .	72, 143

	Seite
$k$ Wicklungsfaktor einer Drehstromwicklung . . . . .	136
$K$ Klemmenspannung, effektiver Wert . . . . .	136
$l$ Länge (des Kraftlinienpfades) . . . . .	2
$L$ Koeffizient der Selbstinduktion . . . . .	1, 18, 63
$m$ Anzahl der Phasen eines Drehstromsystemes . . . . .	16
$M$ Koeffizient der gegenseitigen Induktion . . . . .	18, 63
$\mu$ Magnetische Durchlässigkeit (Permeabilität) . . . . .	2
$n$ Periodenzahl des primären (Ständer-) Stromes . . . . .	10
$n'$ Periodenzahl des sekundären (Läufer-) Stromes . . . . .	14
$N$ Windungszahl einer Spule . . . . .	2
$N_1, (N_2)$ Windungszahl aller Spulen einer Phase . . . . .	2
$P_1$ Elektrische Leistung . . . . .	15
$P_2$ Mechanische Leistung . . . . .	15
$P_n$ Nutzleistung . . . . .	34
$p$ Anzahl der Polpaare ( $2p$ Polzahl) . . . . .	10
$Q$ Aufgenommene Leistung, Wattverbrauch . . . . .	35
$R$ Reibungsverlust . . . . .	35
$r$ Radius . . . . .	35
$S$ Fläche (Querschnitt eines Kraftlinienbündels) . . . . .	2
$s$ Schlüpfung $\left( = \frac{a_1 - a_2}{a_1} \right)$ . . . . .	14
$s$ Schlüpfung $\left( = \frac{a_2 - a_1}{a_2} \right)$ . . . . .	84
$s'$ Schlüpfung des zweiten Motors bei Kaskadenschaltung	113
$\sigma$ Scheitelfaktor . . . . .	1
$t$ Zeit . . . . .	—
$\tau$ Streufaktor nach Heyland . . . . .	62
$u_1$ Umlaufzahl des Drehfeldes . . . . .	10
$u_2$ Umlaufzahl des Läufers . . . . .	14
$V$ Kupferverlust im Läufer . . . . .	16
$v$ Streufaktor nach Hopkinson . . . . .	62
$w, W$ Elektrischer Widerstand . . . . .	1
$w$ Magnetischer Widerstand . . . . .	2
$y$ Anzahl der Nuten pro Pol und Phase . . . . .	—
$\delta$ Magnetisches Feld, Kraftlinienmenge (Augenblickswert)	2
$\delta$ Magnetisches Feld, Kraftlinienmenge (Scheitelwert)	2
$\omega$ Wechselgeschwindigkeit $(= 2\pi n)$ . . . . .	1

## Zusammenstellung der wichtigsten Grundformeln.

(Grundgesetze vergl. Kap. 1.)

	Seite
$u_1 = \frac{n}{p}$ . . . . .	10
$s = \frac{a_1 - a_2}{a_1} = \frac{u_1 - u_2}{u_1}$ . . . . .	14
$\delta = \frac{a_2 - a_1}{a_2} = \frac{u_2 - u_1}{u_2}$ . . . . .	103
$s = \frac{\delta}{\delta - 1}$ . . . . .	106
$u_2 = u_1 (1 - s)$ . . . . .	14
$n' = n s$ . . . . .	15
$a_1 = \frac{2 \pi n}{p}$ . . . . .	17
$P_1 = a_1 D$ . . . . .	15
$P_2 = a_2 D$ . . . . .	15
$P_2 = \frac{2 \pi n}{p} (1 - s) D$ . . . . .	34
$V = (P_1 - P_2) = (a_1 - a_2) D$ . . . . .	16
$V = s P_1$ . . . . .	16
$V = \frac{s}{1 - s} P_2$ . . . . .	16
$V = m w_2 J_2^2$ . . . . .	16
$D = \frac{p V}{2 \pi n s}$ . . . . .	17
$D = \frac{1}{736} \frac{p V}{2 \pi n s}$ Pferdestärken . . . . .	17
$D = 0,0162 \frac{p V}{n s}$ mkg . . . . .	17
$D_a = 0,0162 \frac{p V}{n}$ mkg . . . . .	17

$$D = \pi m p N_2^2 \mathfrak{B}^2 \frac{w_2 n s}{w_2^2 + s^2 (2 \pi n L_2')^2} \dots \dots \dots 19$$

$$D = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{2 \pi N_1^2 \gamma^2} \frac{w_2 s}{n [w_2^2 + s^2 (2 \pi n L_2')^2]} \dots \dots \dots 20$$

$$D_{\max} = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{8 \pi^2 N_1^2 \gamma^2 n^2 L_2'} \dots \dots \dots 21$$

$$\left. \begin{aligned} s &= \frac{w_2}{2 \pi n L_2'} \\ \frac{2 \pi n' L_2'}{w_2} &= 1 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{Bedingungsgleichungen für das größte Dreh-} \\ \text{moment} \dots \dots \dots \end{array} 21$$

$$D_a = \frac{p}{2 \pi n} m w_2 J_2^2 \dots \dots \dots 26$$

$$D_a = \frac{m p w_2 N_1^2}{2 \pi n N_2^2} J_1^2 \dots \dots \dots 26$$

$$D_a = \frac{m p N_2^2 E_1^2}{2 \pi N_1^2 \gamma^2} \frac{w_2}{n [w_2^2 + (2 \pi n L_2')^2]} \dots \dots \dots 28$$

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= \frac{w}{w_1'} \\ \tau_2 &= \frac{w}{w_2'} \\ v_1 &= \frac{w}{w_1} \\ v_2 &= \frac{w}{w_2} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots 62$$

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= 1 + \tau_1 \\ v_2 &= 1 + \tau_2 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots 63$$

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2 \\ v_1 v_2 &= 1 + \tau \\ \varepsilon &= 1 - \frac{1}{v_1 v_2} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots 64$$

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1}{1 + 2 \tau} \dots \dots \dots 74$$

	Seite
$P_1 = J_1 E_2 \cos \alpha \pm J_3 E_3 \cos \gamma$ (Elektrische Leistung eines Dreiphasenstromes) . . . . .	117
$\mathfrak{B}_1 = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4,44 n k N}$ } Kraftlinienmenge und E. M. K. eines Drehstrommotors . . . . .	143
$J_0 = \frac{p w_1 \mathfrak{B}_1}{0,6 \pi k \sigma N_1}$ } Magnetisierungsstrom eines Dreiphasenmotors . . . . .	152
$J_0 = \frac{p w_1 \mathfrak{B}_1}{0,4 \pi k \sigma N_1}$ } Magnetisierungsstrom eines Zweiphasenmotors . . . . .	152

# REGISTER.

## A.

Anlasser 86.  
Anlaufwiderstand 26.  
Anlaufsdrehmoment 17, 25.  
Anlaufszugkraft 17.  
Asynchroner Motor 12.  
Asynchroner Stromerzeuger 99.

## B.

Behn-Eschenburgscher Streufaktor 63.  
Bogenverbindung (bei Wickelungen) 45, 47, 51.  
Bremsen 107, 124.

## D.

Dimensionierung eines Motors 163.  
Drehmoment 15, 18, 74.  
—, größtes 21, 82.  
—, ungleichmäßiges 30.  
Dreieckschaltung 8, 93.  
Dreiphasenstrom 6.  
Dreiphasiges Drehfeld 6.  
Drosselspulen 92.

## E.

Eisenbreite 139.  
Eisenverluste 77, 121, 157.  
Elektrische Leistung 114.

## F.

Faswicklung 46, 56.  
Feldstärke 135.

Fiktives Feld 60, 133.  
Fliehkraftpendel 90.  
Flüssigkeitsanlasser 87.

## G.

Gabeln 45.  
Gabelverbindung 51.  
Gegenschaltung 90.  
Gekreuzte Verbindung (bei Wickelungen) 45, 53.  
Gekröpfte Spule 49.  
Gemeinsames Feld 19, 59.  
Gleichstromwicklung 54.  
Größte Leistung 82.  
Größter Leistungsfaktor 73, 151.  
Größtes Drehmoment 21.  
Grundgesetze 1.

## H.

Heylandscher Streufaktor 62.  
Heylandsches Kreisdiagramm 65.  
Hochspannungswickelung 49.  
Hopkinsonscher Streufaktor 62.  
Hysteresis 32, 157.

## I.

Induktionsmotor 12.  
Induktiver Widerstand 2.

## K.

Käfigläufer 40, 159.  
Kaskadenschaltung 98, 109.  
Koeffizient der gegenseitigen Induktion 63.

Kopfstreuung 150.  
 Kraftliniendichte 2.  
 Künstlicher Nullpunkt 115.  
 Kupferverlust 126, 155.  
 Kurzschließer 89.  
 Kurzschlussläufer 9, 26, 39.  
 Kurzschlussversuch 71.

**L.**

Läufer 5.  
 Läuferanlasser 26, 87, 92.  
 Leerlauf 58, 71.  
 Leerlaufverluste 120, 121, 156.  
 Leistung, aufgenommene 35, 114.  
 —, elektrische 99, 114.  
 —, größte 35, 82.  
 —, mechanische 33, 74, 103, 119.  
 —, normale 39.  
 —, Nutzleistung 35.  
 Leistungsfaktor 114, 118, 162.  
 —, größter 73, 151.  
 Luftspalt 147, 153.

**M.**

Magnetische Durchlässigkeit 2, 146.  
 — Feldstärke 2.  
 — Induktion 2.  
 — Streuung 123.  
 Magnetischer Widerstand 2, 146.  
 Magnetisches Drehfeld 3.  
 Magnetisierungsstrom 72, 151.  
 Magnetomotorische Kraft 2, 140.  
 Mechanische Leistung 119.  
 Mehrpolige Motoren 10.

**N.**

Negative Schlüpfung 100.  
 Normale Leistung 39.  
 Nullpunkt, künstlicher 115.  
 Nutenschlitz 153.  
 Nutenstreuung 148.  
 Nutzleistung 35, 78, 120.

**P.**

Parallel geschaltete Wickelungen 57.

Periodenzahl 10, 13.  
 Pollänge 137.  
 Polpaar 10.

**R.**

Regulierung der Umlaufzahl 97.  
 Reibungsverluste 77, 121, 157.  
 Ringwicklung 8.  
 Rücklaufende Wellenwicklung 53,  
 56.

**S.**

Scheinbarer Widerstand 2.  
 Scheitelfaktor 152.  
 Schleifenwicklung 43, 47, 48.  
 Schlüpfung 12, 13, 15, 79, 128.  
 Schlüpfungsmesser 130.  
 Schuppenförmige Schleifenwicklung 52.  
 Sekundäre Streuung 18, 68.  
 Ständer 5.  
 Ständeranlasser 91.  
 Sternschaltung 8, 92.  
 Streufaktor 143.  
 Streufelder 60.  
 Stromerzeuger 99.  
 Synchronmotor 11.

**T.**

Takthalter 101, 107.  
 Theoretische Umlaufzahl 11.  
 Theoretischer Leerlauf 70.  
 Transformatoridiagramm 59.  
 Trommelwicklung 8.

**U.**

Überlastungsfähigkeit 23, 82.  
 Überspannungen 96.  
 Übersynchroner Betrieb 100.  
 Umfangsgeschwindigkeit 17.  
 Umlaufzahl, theoretische 11.  
 Umschaltung der Ständerwicklung 99.



Ungleichmäßiges Drehmoment 30.  
 Untersynchroner Betrieb 108.

**V.**

Verkettung der Ströme 7.  
 Verminderung des Stromes beim  
 Anlassen 86, 91.

**W.**

Wechselzahl 10.  
 Wellenwicklung 43, 45, 51, 53.  
 —, fortschreitende 45.

Wellenwicklung, rücklaufende 45.  
 Wickelungsarten 42.

Widerstand, magnetischer 2, 146.  
 —, scheinbarer 2.  
 —, induktiver 2.

Winkelgeschwindigkeit 13.  
 Wirbelströme 32, 157.  
 Wirkungsgrad 33, 119, 162.

**Z.**

Zweiphasenmotor 5, 137, 143, 145.  
 Zweiphasiges Drehfeld 5.  
 Zweiwattmetermethode 116.

---

OCT 2 - 1916

16

16

16



